TELECOMUNICAȚII

E6748

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXII
Nr. 1/1995
București • România

Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații
Universității Politehnica București
ROMTELECOM - Centrul de Instruire și Documentare

Sponsorul revistei este firma:

ALCATEL

CONSILIUL DIRECTOR:

ing. Adrian TURICU
ing. Andrei CHIRICĂ,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian COSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emilea STOICULESCU

NUMĂRUL 1/1995

CUPRINS

1. ***Andrei Chirică***
TELECOMUNICAȚIILE - suportul societății globale informaționale 3

2. ***Eugen Borcoci***
Protocoale de comunicație 7

3. ***Octavian Catrina, Eugen Borcoci***
Probleme actuale în proiectarea protocoalelor de transport
Nivelul transport în contextul rețelelor de mare viteză și al aplicațiilor multimedia 8

4. ***Simona D. F. Halunga Octavian I. Fratu***
Moduri de implementare ale buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL) - partea I 14

5. ***Ion T. Marghescu Ștefan Victor N. Nicolaescu***
Folosirea eficientă a canalelor de radiodifuziune: sistemul RDS 22

6. ***Nicolae D. Coțanis, Irina F. Birișan, Mircea D. Oancea***
KHOROS - sistem deschis de simulare 28

7. ***Savu T. Diaconescu***
Influența factorului timp asupra calculului amortismentului 37

8. ***Jacques Bursztejn***
Telecomunicațiile mobile de mâine: interoperabilitate și/sau convergență 41

CONTENTS

1. Andrei Chirică

Telecommunications the Support of the Informational Global Society

The curent development trends of the informational global society are presented. The economic social and political role of telecommunications is underlined. For the actual stage of development the priorities for Roumanian telecommunications are presented as conditions for the European integration.

2. Octavian Catrina, Eugen Borcoci

Current Issues in Transport Protocol Design

The Transport Layer in the High Speed Networks and Multimedia Applications Environment

The effects of the higher network performance, as well as the increased applications' service requirements concentrate on the transport layer, placed at the interface between the transport subsystem and the upper layer protocols. In this article, we characterize the current and future environments in which transport protocols work, then, we evaluate the effects on transport layer functions and the adequacy of the currently used solutions. Finally, we present some current trends in the field adapting the protocols to the new requirements. This article is the first part of an analysis of transport protocols procedures, that will be presented in three articles.

3. Simona Halunga, Octavian Fratu

Implementation Manners of the Delay-locked Tracking Loop (DLL)

This paper presents the main configurations of the delay - locked loop in the noncoherent and coherent manner. For each case, the block scheme is presented, and the equations which lead to the linear model are derived. Based on those, the aquisition and tracking performances are presented by comparison.

4. Ion T. Marghescu, Ștefan Victor N. Nicolaescu

The Efficient Use of the Radio Channels Designed for Sound Broadcasting: the RDS Transmission

The paper deals with the system recommended by CCIR and EBU to transmit digital information by means of an existing sound broadcasting channel. This system known as Radio-Data-System (RDS) was conceived primarily to transmit signals for automatic tuning of modern receivers but, the recommandation sugests many other applications. The authors present yhe RDS signals, the applications developed by 1993, the equipment for data processing at the transmitting and at the receiving end and, finally, some aspects related to the performance of the system in the presence of noise.

5. Nicolae D. Coțanis, Irina F. Birișan, Mircea D. Oancea

KHOROS - Open Environment for Simulation

Khoros ist a simulation environment aimed to the radiocommunications field. It features a visual programming language that allows the users to concentrate on their applications.

After a short description of the environment we describe a way to create a custom toolbox. The case study discusses the implementation of a narrow - band mobile radio channel simulator.

6. Savu E. Diaconescu

The Influence of Time Factors on the Calculation of Depreciation

Technical and scientifical revolution reduces very much the time between a scientifical discovery and its application in productive process.

This fact requires, more than ever that moral wear of equipments and installations be taken into consideration. In any productive activity, technical progress and time are two main factors which should be taken into consideration.

If "time" will be taken into consideration, it would be more efficient that the investment be recovered in short time, in order to avoid the effect of moral wear.

7. Jacques Bursztejn

ALCATEL

Mobile Telecommunication of the Future; Intreoperability and/or Convergence

SOMMAIRE

1. Andrei Chirică

Les télécommunications le Suport pour la Societée Informational Globale

On prèsente les tendénces actuelles du development vers la société informationale globale. L'importance des télécommunications comme support de communication est essentielle pour la vie economique sociale et politique. On donne les directions prioritaires pour le development des télécommunications de Roumanie qui permettront l'integration européenne rapide.

2. Octavian Catrina, Eugen Borcoci

Problèmes actuels dans le développement des protocoles de transport

La couche transport dans l'environnement des réseaux à haut débit et des applications multimédia

Sur la couche transport, située à l'interface du sous-système de transport avec le sous-système d'exploitation, convergent les effets des performances supérieures des réseaux, aussi que les demandes de service augementées de applications. Dans cet article, nous présentons l'environnement dans lequel le protocoles de transport opèrent au présent et celui envisagé pour le futur, et après, nous évaluons les effets sur les fonctions de la couche transport et l'efficacité des solutions actuelles. En fin nous présentons les tendances actuelles dans le domaine de l'adaptation des protocoles aux nouveaux exigences. L'article est la première partie d'une analyse des procédures utilisées parles protocoles de transport, qui sera présentée dans trois articles.

3. Simona Halunga, Octavian Fratu

Modes d'implementation de la boucle d'accrochage par retard

L'article analyse les principaux modes d'implémentation de la boucle d'accrochage par rétard dans les versions cohérente et necohérente. On présente pour chaque cas le schéma bloc et on déduit les équations du mode lineaire. On fait aussi l'étude comparative des proprietés d'acquisition et d'accrochage des diferents modes d'implémentation.

4. Ion T. Marghescu, Ștefan Victor N. Nicolaescu

La meilleure utilisation des bandes de fréquences destinés aux radiodifusion sonore a MF: la transmission RDS

Dans cet ouvrage on présente le système recommandé par CCIR et EBU pour la transmission d'informations supplémentaires avec un seul émetteur destiné aux radiodiffusion sonore a modulation de fréquence. Cet système denommé Radio-Data-System (RDS) etait destinné a l'origine pour la transmission des signaux utilisés pour l'accord automatique des récepteurs radio modérnes mais la recommandation du CCIR decrit plusieurs autres applications. Les autheurs présentent les signaux RDS, les applications imaginés jusqu'a 1993, une solution pour l'implémentation des circuits utilisés pour produir et pour demmoduler les signaux RDS et, enfin, quelques aspectes concernant la performance du systéme en présence du bruit.

5. Nicolae D. Coțanis, Irina F. Birișan, Mircea D. Oancea

KHOROS - un logiciel de simulation visuel

Khoros este un logiciel destiné aux simulation dans le domaine des radio-communications. Il employe un langage visuel qui permet à l'utilizateur de se concentrer sur son application.

Après une description gènerale du logiciel on présente une méthode de création de nouveaux modules destinés à la simulation, d'un canal radio-mobil de bande limitée.

6. Savu E. Diaconescu

L' influence du facteur timp sur le calcul d'amortissment

La révolution technique et scientifique peut réduire beaucoup le temps qui sépare une découvre scientifique de son application dans le processus productif fait qu'impose de plus en plus la considération de la dégradation morale des equipements et des instalations. C'est le progrès technique et le temps qui sont les deux factures dont il fallait tenir compte dans toutes les activités productives.

Pour prendre en considération le facteur "temps" il fallut que l'investissement se récupere dans un temps le plus court possible en évitant ainsi l'effet de la dégradation morale.

7. Jacques Bursztejn

ALCATEL

Les telecommunications mobiles de lendemain; interoperabilité ét/ou convergence

TELECOMUNICAȚIILE, suportul societății globale informaționale

***ing. Andrei Chirică** **

Cuvinte cheie: telecomunicații, GATS

Se prezintă tendințele actuale de dezvoltare spre societatea globală informațională. Se arată rolul deosebit al telecomunicațiilor în asigurarea suportului de comunicație accentuându-se importanța economică, socială și politică a acestui sector în etapa actuală. Se prezintă principalele direcții de dezvoltare a telecomunicațiilor din România, analizându-se care sunt direcțiile ce trebuie urmate pentru integrarea rapidă în Europa.

Cred că există în acest moment trei întrebări fundamentale :

1. De ce ne îndreptăm spre o societate global informațională ?

2. Care este rolul telecomunicațiilor în această societate ?

3. Cum se plasează România în această nouă revoluție industrială și dacă aceasta este o cale mai rapidă pentru integrarea noastră în Europa ?

La primele două întrebări, Cartea albă a Uniunii Europene care include raportul Bangeman (comisarul Uniunii însărcinat cu problemele de telecomunicații și tehnologia informației) precum și recentele luări de poziții la întâlnirea grupului G7 de la Bruxelles dedicată societății informaționale au dat răspunsuri și noi orientări de viitor accentuându-se tematicile deschiderii pentru competiție a piețelor de telecomunicații și necesitățile de modificări legislative și reglementare. Pentru cea de a treia întrebare este obligatorie întâi o analiză a situației prezente, a rămânerilor în urmă determinate de lenta dezvoltare, cu tehnologii revolute, iar pe urmă, o încercare de schițare a etapelor care vor permite saltul calitativ și integrarea în familia europeană, dar mai ales o prezență activă în această nouă revoluție industrială.

Societatea informațională globală este rezultatul unei revoluții tehnologice care permite procesarea, înmagazinarea, regăsirea informațiilor în orice formă orală, scrisă sau vizuală adăugând noi capacități inteligenței umane. Raportul Bangeman arată ce putem aștepta de la o astfel de societate :

- pentru cetățeni : la o calitate superioară a vieții, exprimată prin multiple posibilități de noi servicii,
- pentru creatori : noi căi de exersare a creativității,
- pentru regiuni : noi oportunități de exprimarea tradițiilor culturale, scurtarea distanțelor mai ales pentru zonele periferice,
- pentru guverne și administrații : servicii publice mai eficiente și mai transparente, la costuri mult mai scăzute,
- pentru întreprinderi mici și mijlocii : conducere mai eficientă acces la perfecționare, contacte mai strânse cu furnizori și clienți, competivitate sporită,
- pentru operatorii de telecomunicații : capacitatea de a furniza noi servicii mai ales din sfera celor cu valoare adăugată.

Riscul cel mai evident în desfășurarea acestei revoluții industriale constă în crearea unei societăți divizate pe două niveluri, în care o parte va avea acces la informații iar cealaltă parte, numericește majoritară, care nu va avea acces la sistemele noii societăți din diferite motive, va rejecta această cultură, instrumentele ei și chiar modul de viață.

*Comunicare susținută de către dl. Director General al ROMTELECOM - ing. ANDREI CHIRICĂ - în cadrul sesiunii de comunicări a Academiei Române, cu tema : "Societatea globală informațională" care a avut loc în ziua de 14.03.1995.

Pentru construirea societăţii este necesară o pregătire intensă şi de aceea componenta EDUCAŢIE este absolut vitală.

Presiunea timpului se accentuează, la ora actuală desfăşurându-se o competiţie acerbă la nivel mondial pentru deschiderea pieţelor serviciilor de telecomunicaţii în special în Europa. Acordul general pentru comerţul cu servicii (GATS), recent semnat, pornit din negocierile rundei Uruguay conţine prevederi în acest sens şi toate aceste tendinţe de accelerare a competiţiei vor fi determinate în construcţia noii societăţi global informaţională.

Noua societate va însemna :

- mai multe locuri de muncă, noi locuri de muncă într-o societate mai mobilă prin creşterea muncii (a prestaţiilor) la domiciliu sau munca la distanţă în mici oficii satelit,
- educaţie la distanţă, cu reduceri de costuri semnificative şi cu ameliorarea calităţii,
- crearea unor reţele efective de universităţi şi de centre de cercetare interconectate,
- crearea unor reţele telematice pentru întreprinderi mici şi mijlocii,
- construirea de artere informatice la nivel mondial,
- reţele de sănătate mai puţin costisitoare şi mult mai eficiente,
- reţele de administrare interconectate.

Edificarea acestei noi societăţi cere o unificare a eforturilor, şi pe această direcţie o participare efectivă şi majoră a sectorului privat. Ea nu poate fi realizată numai prin măsuri administrative sau prin decizii guvernamentale, ci şi prin participarea, competenţele şi resursele capitalului privat. Motivaţia principală constă în faptul că societatea aceasta este dirijată de piaţă, de cerinţele utilizatorilor. Acesta este un fapt real , nu teoretic şi tocmai nevoia de informaţii, setea de capacităţi de prelucrare din sectorul privat precum şi din cel public au determinat progresul tehnologic recent.

Câteva cuvinte despre un subient foarte dezbătut în acest moment - marile artere informaţionale sau autostrăzile informaţiei. Noul concept, lansat în primul rând ca slogan cu tentă politică şi transformat apoi în realitate tehnologică, are un caracter de urgenţă şi aş putea zice o prioritate la nivel universal.

Mai ales în ultima decadă sau mai bine zis în anii '80 a fost propulsat conceptul de numerizare completă (digitalizare) şi de integrare a serviciilor. Este evident că efortul primar de digitalizare a fost îndreptat spre serviciul cel mai comercial şi cel mai răspândit - telefonia vocală - dar a urmat rapid tendinţa de digitalizare completă a audiovizualului şi ţinând cont că în informatică se manipulau deja numai informaţii numerice suntem în situaţia în care întreg lanţul de transmitere şi de prelucrare este numeric, aici fiind desigur inclusă comutaţia şi accesul prin reţeaua mobilă.

Autostrăzile informaţiei sunt structuri fixe care deci aparţin infrastructurii iar suportul este constituit aproape exclusiv de fibra optică care este deja generalizată în transmisiunile la mare distanţă, interurbane şi internaţionale. Continuarea arterelor de acces până la utilizator, tot cu fibră optică, chiar la capacităţi de trafic reduse, a devenit problema cea mai fierbinte nu atât din punct tehnic ci aproape exclusiv economic. Autostrăzile informaţiei oferă o continuitate numerică de la un capăt la celălalt cu asigurarea transportului oricărui tip de semnal - voce, texte, date, imagini fixe sau animate, reale sau virtuale, cu un debit mare depăşind 2,5 Gbit/sec în ambele sensuri cu aplicaţii interactive în timp real (în paranteză doresc să vă spun că de câteva zile pe traseul de fibră optică Bucureşti - Ploieşti testăm în trafic un sistem de 2,5 Gb/s).

Marile artere de trafic de telecomunicaţii, fie ele sincrone sau cu transfer asincron nu se vor mărgini la o singură clasă de utilizatori, care astăzi au nevoie de capacitate de trafic, ci se vor extinde cuprinzând şi reţelele de distribuţie determinând în final o reducere dramatică a reţelelor clasice din cupru şi a tehnologiilor tradiţionale legate de acestea.

Accesul la aceste super căi de transport devine la fel de important ca infrastructura însăşi iar revoluţia tehnologică precum şi nevoia de mobilitate au impus comunicaţiile celulare de voce şi date, sateliţii pe orbite joase, sisteme radio dedicate ca trunking, comunicaţii radio în bucla de abonat telefonic şi altele.

În ţara noastră sunt două aspecte care pot constitui o încercare de răspuns la cea de a treia întrebare privitoare la poziţia României în această nouă revoluţie industrială :

1. Reforma reglementară (legislativă) şi cea administrativă (organizatorică) având ca scop diversificarea serviciilor, dar şi a operatorilor de telecomunicaţii.
2. Construcţia unei infrastructuri bazate pe comutatoare telefonice numerice şi pe artere de fibră optică, integrarea în infrastructura general europeană şi conectarea în sistemul global mondial.

Finele anului 1989 a găsit peisajul telecomunicaţiilor din România dominat de un monopol absolut al administraţiei de stat asupra mijloacelor de comunicaţii, în consecinţă toate dispoziţiile specifice, legislative şi reglementare, erau

subordonate acestei structuri. Telecomunicaţiile au cunoscut o oarecare perioadă de înviorare în perioada 1967 - 1972 prin introducerea sistemului de comunicaţie cross-bar şi a radioreleelor de capacitate mare, ceea ce a permis realizarea automatizării interurbane. Au urmat două decade în care extinderea reţelei a fost extrem de lentă, inovaţiile tehnologice din ce în ce mai reduse iar decalajul faţă de vestul Europei din ce în ce mai accentuat astfel încât la sfârşitul anului 1989 densitatea telefonică era sub 10 linii principale la 100 locuitori plasându-ne astfel pe ultimele locuri în clasamentul european. Situaţia de stagnare conjugată cu măsuri aberante pe linia administrativă ca de exemplu limitarea telefoanelor la întreprinderi (acel celebru 1 la 40 de salariaţi TESA), desfiinţarea accesului internaţional al reţelei telex şi chiar a sute de posturi telex, inadmisibilitatea utilizării fax-urilor, restrângerea legăturilor telefonice internaţionale au determinat apariţia în prima parte a anului 1990 a unei adevărate crize în telecomunicaţii.

Reforma în telecomunicaţii începută la mijlocul anului 1990, continuă şi astăzi şi a fost concepută pe ideea restrângerii monopolului prin limitarea sa la serviciile de bază - telefonia vocală şi telex - şi pe ideea deschiderii pentru competiţie a tuturor serviciilor cu valoare adăugată şi a participării diversificate la realizarea reţelelor de telecomunicaţii.

O primă măsură a fost liberalizarea pieţei terminalelor de telecomunicaţii - adică a echipamentelor ce se găsesc la utilizatori - corelată cu o politică de omologare de tip. Includerea centralelor de întreprindere şi a reţelelor de incintă în această decizie a permis dezvoltarea unei pieţe extrem de active cu mulţi participanţi atât în comercializarea produselor cât şi în proiectarea, construcţia şi întreţinerea echipamentelor.

O altă măsură conceptuală a fost introducerea competiţiei pentru serviciile cu valoare adăugată, în primul rând cele care utilizează spectrul de radiofrecvenţă. Astfel s-au introdus şi extins transmisiile de fax, de transmisiuni de date, în special cele cu comutaţia de pachete, radiotelefonia mobilă trunking dar mai ales celular deocamdată analogic, radiomesagerie-paging, poşta electronică. De remarcat că această deschidere a permis crearea de mii de locuri de muncă în sectorul privat şi păstrarea celor din cadrul operatorilor a dus la o creştere generală a nevoilor de trafic de telecomunicaţii.

Aplicarea acestor concepte ale reformei a impus în primul rând acţiuni pe linia legislativă - reglementară începând cu hotărâri de guvern şi ordine ale ministerului comunicaţiilor iar recent în 1993 - 1994 au fost elaborate proiectele legilor telecomunicaţiilor şi cel al gestiunii spectrului frecvenţelor radioelectrice, acte fundamentale pentru continuarea reformei. Este de subliniat faptul că acţiunile în domeniul legislativ şi reglementare au urmărit integrarea în politica Uniunii Europene pentru telecomunicaţii şi se poate afirma că prevederile din cărţile albe sau verzi ale Comisiei Uniunii se regsesc în reglementările noastre.

Realizarea infrastructurii telecomunicaţiilor, cu toate modernizările aferente, necesită un efort de finanţare deosebit de important şi din acest motiv reglementarea serviciilor de bază, care nu sunt deschise competiţiei, trebuie să asigure dezvoltarea îmbinând protecţia dată, în continuare, de monopol (pentru cel puţin 5 - 7 ani) cu obligaţiile operatorului de a executa serviciul universal. De altfel acestea sunt marile teme în discuţie, la nivel european, pentru definirea stragegiilor şi a reglementărilor şi anume: competiţia în serviciile de bază, definirea şi asigurarea serviciului universal, accesul nediscriminatoriu la infrastructura de comutaţie şi transport.

Cadrul reglementar a putut fi corelat cu marile linii strategice ale Uniunii Europene, dar în activitatea practică, imediată, cu prioritate în asigurarea funcţionării şi ieşirii din criză, soluţiile trebuiau determinate de o analiză proprie, adecvată condiţiilor locale.

Deci, reluând, criza de la începutul anului 1990 era caracterizată de :

1. lipsa de conexiuni internaţionale - toate ieşirile spre exterior, realizat prin comutaţie manuală prin operator iar intrările puţine la număr extrem de congestionate;
2. capacitate telefonică de comutaţie ocupată, fără numere libere şi cu un plan de numerotare blocat şi depăşit. Toate centralele de tip analogic, unele cu vechime de peste 50 ani;
3. sisteme de transmisiuni exclusiv analogice, bazate pe cabluri simetrice sau coaxiale şi pe radiorelee realizate în 1972 - 1976;
4. reţele locale structurate în soluţii vechi, bazate pe cabluri cu izolaţie de hârtie, cu vechime considerabilă, cu un grad de fiabilitate redus;
5. lipsă de experienţă şi de simţ comercial.

Programul concret dar şi schiţa preliminară a strategiei, lansate la jumătatea anului 1990 au îmbinat acţiuni având caracter de urgenţă cu acţiuni pe termen lung anticipând măsuri de consolidare strategică. Acţiunile de urgenţă au fost îndreptate spre rezolvarea conexiunilor internaţionale simultan cu asigurarea cel puţin în marile oraşe a unei reţele digitale suprapuse reţelei analogice destinată în

special agenţilor economici şi autorităţilor publice. În acelaşi timp au fost selectate două sisteme de comutaţie majore Siemens şi Alcatel, care să constituie fundamentul noii reţele. În mod obligatoriu a fost asigurată participarea industriei româneşti la producerea acestor sisteme. Sistemele alese, dintre cele mai moderne, două la număr pentru a asigura competiţia calitativă dar mai ales competiţia la preţuri, au toate facilităţile noi pentru servicile de bază dar şi pentru cele cu valoare adăugată, cu posibilitatea înnoirii permanente şi contribuţie semnificativă din partea română în domeniul soft.

În retrospectiva a peste 4 ani alegerea sistemelor de comutaţie, producţia echipamentelor în ţară concretizate prin implantarea a peste 370.000 linii numerice în 18 oraşe şi 7 comune precum şi realizarea celor 7 zone de tranzit, au determinat o modificare considerabilă a structurii reţelei de telecomunicaţii de bază prin apariţia unor rute de trafic puternic, precum şi o schimbare a comportamentului utilizatorilor din categoria "marilor clienţi" faţă de accesul direct la reţeaua internaţională, faţă de participarea la traficul de date în volum mare, faţă de accesul şi utilizarea reţelelor mobile, faţă de asigurarea serviciilor suplimentare în centralele digitale.

Trebuie subliniat că introducerea comutaţiei digitale a precedat evoluţia transmisiunilor la mare distanţă, componentă de bază a infrastructurii iar introducerea generalizată a noului suport de fibră optică a necesitat stât studii şi proiecte aprofundate cât şi o finanţare mai mare şi mai lungă. Aşa că acum la începutul anului 1995 avem puse în funcţie 2000 km fibră optică (de fapt cabluri de fibre optice cu 12 - 20 tuburi) care asigură conexiunea numerică terestră internaţională precum şi intercomunicaţiile între cele 7 zone de tranzit telefonic numeric. În perioada 1993 - 1994 au fost numerizate comunicaţiile intercontinentale prin sateliţi aşa că staţia Cheia este modernizată. Această dezvoltare a infrastructurii a permis trecerea de la staţia de reţea numerică suprapusă destinată unui număr restrâns de abonaţi privilegiaţi la o reţea digitală răspândită în teritoriu care va înlocui complet reţeaua analogică.

Programul lansat în 1990 avea prevederi pentru 15 ani, dar infrastructura numerică ce utilizează mai întâi tehnologiile sincrone şi mai târziu ATM va fi suficient de extinsă în 1997 conectând pe fibra optică principalele centre urbane. De asemeni va fi realizat un cablu submarin în zona Mării Negre, cu fibră optică, care va interconecta România, Bulgaria şi Turcia şi reţelele submarine din bazinul Mării Mediterane.

Existenţa accesului la infrastructură a permis apariţia de operatori de telecomunicaţii diferiţi de cel naţional - de telefonie celulară care astăzi depăşeşte 4000 abonaţi sau de date comutate în pachete de tip X25 cu peste 20 de noduri de comutaţie.

În concluzie cred că putem afirma că în acest proces de trecere spre o societate globală informaţională în România au fost create premizele unei infrastructuri moderne de comunicaţii, ale unui sistem de reglementare deschis care să răspundă sfidărilor noii societăţi şi se poate constata transformarea operatorilor în agenţi de înnoire.

Problema cea mai grea la care va trebui să găsim soluţii este cea a **EDUCAŢIEI**, cea a schimbării mentalităţii pentru a obţine maximum de rezultate de la noua societate, mentalitate a personalului operatorilor, mentalitate a utilizatorilor.

Sunt convins că noi, toţi, vom fi implicaţi în apariţia şi consolidarea acestei societăţi globale informaţionale.

Comunicare susţinută în 14 martie 1995 la Academia Română - secţia de ştiinţa şi tehnologia informaţiei

Protocoale de comunicaţie

Eugen Borcoci *

De peste două decenii, dezvoltarea reţelelor de telecomunicaţii este puternic afectată de progresele substanţiale ale tehnologiilor digitale şi ale ştiinţei calculatoarelor.

Tehnicile digitale de transmisie şi comutaţie, folosind suporturi de transport de mare viteză au permis conceperea şi realizarea reţelelor digitale cu integrare a serviciilor de bandă îngustă şi largă (**ISDN**, **B-ISDN**). Pe de altă parte, aplicaţiile distribuite ale calculatoarelor au determinat proliferarea masivă a reţelelor de date locale (**LAN**), metropolitane (**MAN**) şi de arie mare **(WAN**).

În mod inerent, cele două domenii au mers spre o integrare crescândă: reţelele digitale contemporane au o arhitectură funcţională stratificată preluată din reţelele de date, iar aplicaţiile distribuite sunt în mod natural construite peste sistemul de transport oferit de reţeaua digitală.

În acest context, **protocoalele de comunicaţie** -concept- fundamental al arhitecturilor stratificate, utilizate la diverse nivele între entităţile comunicante, au o importanţă deosebită.

Protocoalele "clasice", au fost concepute doar pentru comunicaţii de date şi pentru medii de transmisie convenţionale de viteză mică. Este necesară dezvoltarea unor protocoale adaptate la caracteristicile suporturilor de transmisie actuale şi la noile cerinţe ale aplicaţiilor integrate (timp real, multimedia, etc.). De asemenea, perfecţionarea metodelor de proiectare (specificare, validare, evaluare a performanţelor) şi de implementare a protocoalelor devine esenţială.

Seria de articole consacrată protocoalelor de comunicaţie, iniţiată în acest număr, are ca scop analiza principalelor probleme menţionate mai sus. Considerăm că ea poate fi utilă celor implicaţi în proiectarea, realizarea, întreţinerea şi exploatarea reţelelor digitale.

Primele articole din serie sunt dedicate protocoalelor de transport.

GLOSAR DE NOTAŢII ŞI ABREVIERI

AAL –> ATM Adaption Layer - nivel funcţional imediat superior lui **ATM**, pentru adaptarea **ATM** (mod de transfer comun) la servicii specifice cerute de utilizatori.

ATM –> Asynchronous Transfer Mode - tehnică de multiplexare dinamică şi comutaţie pentru reţele de bandă largă ce utilizează mini-pachete (celule) de dimensiune fixă (53 Octeţi).

B-ISDN –> Broadband - Integrated Services Digital Network - reţea digitală de bandă largă cu integrare a serviciilor.

CSMA-CD --> Carrier Sense Multiple Access, Collision Detection - tehnică de acces standard (IEEE 892.3) utilizată în reţelele locale cu acces aleator, din prima generaţie (tip Ethernet).

DQDB –> Distributed Queue Dual Bus - reţea standard (**LAN**, **MAN**), sincronă, pe fibră optică, cu topologie de tip magistrală dublă, debite de 35/155 Mb/s - evoluţie posibilă către 1 Gb/s.

FDDI –> Fiber Distributed Data Interface - reţea (LAN), plesiocronă, pe fibră optică, standard, debit de 100 Mb/s, cu topologie de tip dublu inel având lungimea totală de 100 km.

ISDN –> Integrated Services Digital Network - reţea digitală cu integrare a serviciilor.

ISO –> International Organization for Standardization.

LAN –> Local Area Network - reţea locală, pentru interconectare pe distanţe de ordinul 1 km.

MAN --> Metropolitan Area Network - reţea metropolitană, pentru interconectarea de reţele locale sau staţii de viteză mare, pe distanţe de ordinul 100 km.

OSI-RM –> Open Systems Interconnection Reference Model - modelul arhitectural stratificat de referinţă, pentru interconectarea sistemelor deschise, standard ISO.

TCP –> Transmission Control Protocol - protocolul de transport din reţelele **DARPA-Internet**, un standard "de facto".

TP –> Transport Protocol - protocolul de transport standard ISO (IS8073).

TS --> Transport Service - definiţia serviciului transport standard ISO (IS8072).

WAN –> Wide Area Network - reţea de suprafaţă mare, pentru interconectare la nivelul unei regiuni, stat, etc.

XTP --> Xpress Transfer Protocol - cel mai reprezentativ protocol de transport din noua generaţie, conceput de firma Protocol Engines, S.U.A.

*Universitatea Politehnică Bucureşti. Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii.

Problemele actuale în proiectarea protocoalelor de transport Nivelul transport în contextul rețelelor de mare viteză și al aplicațiilor multimedia

Octavian Catrina, Eugen Borcoci *

Cuvinte cheie : rețele de telecomunicații, protocoale de transport, rețele de mare viteză, aplicații multimedia.

Asupra nivelului transport, plasat la interfața dintre subsistemul de transport și cel de exploatare, se concentrează atât efectele ameliorării performanțelor rețelelor, cât și cerințele sporite de servicii ale aplicațiilor. În articol este caracterizat contextul actual și de perspectivă în care operează protocoalele de transport, sunt evaluate efectele asupra funcțiilor de nivel transport și sunt prezentate orientările actuale privind adaptarea protocoalelor la noile cerințe.

1. Introducere

În modelul de referință, nivelul transport reunește funcțiile de control al comunicației capăt la capăt. El ocupă o poziție cheie, la interfața subsistemului de transport cu cel de exploatare (figura 1.1). De aceea, asupra serviciului și a protocoalelor de transport se concentrează atât efectele ameliorării substanțiale ale performanțelor rețelelor, cât și cerințele sporite de servicii ale aplicațiilor.

Standardele internaționale pentru serviciul transport, TS, (IS8072) și protocolul de transport, TP, (IS8073), au fost finalizate cu întârziere și oferă soluții deja desuete. Concepute la începutul anilor '80, ele nu au reușit să anticipeze evoluția performanțelor sistemelor de transmisie a informației și noile categorii de servicii pe care acestea le pot oferi.

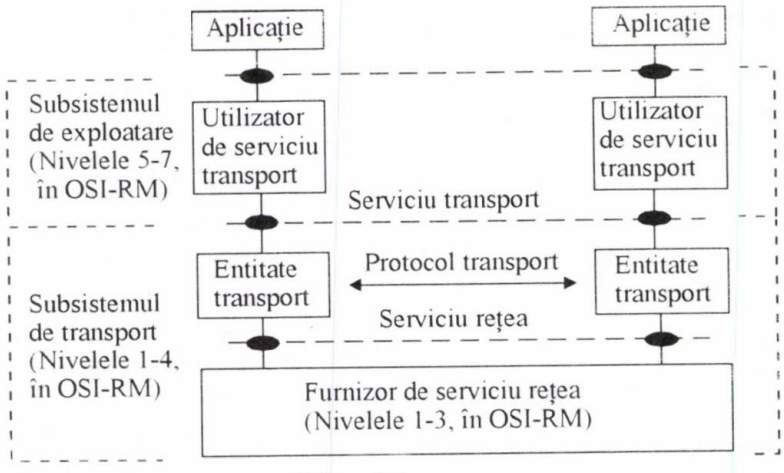


Figura 1.1.
Nivelul transport în modelul de referință OSI

*Universitatea Politehnică București. Facultatea de Electronică și Telecomunicații

Evoluția la nivelul rețelelor se datorează progreselor tehnologiei de comunicație digitală, atât în privința transmisiei pe suport conductor și fibră optică, cât și a tehnicilor de interconectare. Asistăm la generalizarea utilizării rețelelor locale din prima generație, la intrarea în exploatare a rețelelor de mare viteză pe fibră optică FDDI și la experimentarea tehnicilor DQDB și ATM, prevăzute pentru rețelele de mare viteză metropolitane, respectiv rețelele integrate de bandă largă. Viteza de transmisie crește de la $10\text{-}10^2$ Kb/s la $10^4\text{-}10^6$ Kb/s, traficul este ierarhizat pe priorități, la serviciul asincron se adaugă un serviciu sincron (întârziere maximă garantată) și/sau izocron.

Aceste facilități de comunicație oferă noi perspective aplicațiilor. Limitarea întârzierilor de transfer permite aplicații de timp real, pentru controlul unor sisteme complexe. Aplicațiile distribuite transformă un ansamblu de calculatoare din rețea într-un sistem unificat de procesare. În contextul perfecționării tehnologiilor de digitalizare, prelucrare și compresie a semnalelor audio și video, noile performanțe ale rețelelor au creat premisele apariției aplicațiilor distribuite multimedia.

În cele ce urmează este caracterizat contextul actual și de perspectivă în care operează protocoalele de transport, sunt evaluate efectele asupra funcțiilor de nivel transport și sunt prezentate orientările actuale privind adaptarea protocoalelor la noile cerințe.

2. CERINȚE ALE APLICAȚIILOR

2.1. Comunicații tranzacționale

Un motiv al proliferării rețelelor locale a fost utilizarea mai eficientă a unor resurse, de exemplu memoria de masă, capacitatea de prelucrare a sistemelor componente, dispozitivele de imprimare, etc. Accesul se obține printr-un dialog între procesul solicitant (client) și gestionarul resursei (server). Procesul client transferă server-ului o cerere de îndeplinire a unui serviciu și primește un răspuns. Cererea și/sau răspunsul pot implica transferul unui bloc de date (de exemplu, în cazul unui sistem distribuit de fișiere) sau reprezintă doar o comandă, respectiv o confirmare. O astfel de interacțiune reprezintă o comunicație cerere-răspuns sau tranzacțională.

Comunicațiile tranzacționale au devenit preponderente în rețelele locale și ocupă un loc important și în rețelele publice (de exemplu, efectuarea plăților prin carte de credit) [DA92].

Funcționarea corectă și eficientă a sistemului solicită asigurarea unei latențe reduse și îndeplinirea unor cerințe specifice de fiabilitate a transferului, variabile de la o aplicație la alta. Soluția clasică de asigurare a fiabilității pe nivelul transport, serviciul cu conexiune, este neeficientă pentru o simplă tranzacție, deoarece procedurile utilizate sunt complexe, concepute pentru transferuri masive de date. Caracterul particular al comunicației tranzacționale permite o tratare mai eficientă, prin proceduri dedicate [CM91] [AS91].

În afara comunicațiilor clasice, punct la punct, aplicațiile distribuite necesită asigurarea posibilității de comunicare în grup, punct la multipunct (multicast) sau prin difuzare (broadcast).

2.2. Aplicații distribuite multimedia

Diversele tipuri de informație, text, grafică, voce, audio, imagine statică sau în mișcare (video) sunt denumite generic medii. Un sistem capabil să opereze cu mai multe medii, integrând generarea, stocarea, prelucrarea, prezentarea și transferul informației de diferite tipuri este numit sistem multimedia. Sistemele și aplicațiile multimedia distribuite oferă servicii în cadrul unei rețele, pe baza unor comunicații care implică simultan fluxuri de informații de diferite tipuri. Un exemplu tipic este teleconferința multimedia (în particular, videoconferința), în care fiecare participant poate dispune de imagine video și sunet de la alți participanți și se pot prezenta interactiv materiale grafice și text. Există însă aplicații în numeroase domenii (medical, cercetare științifică, didactic, publicistică, televiziune, etc.) care necesită integrarea unor medii diferite și cooperarea în cadrul unui grup.

Din punct de vedere al transferului prin rețea, mediile pot fi caracterizate printr-un set de parametri care cuprinde: debitul necesar (mediu, minim, maxim), întârzierea și fluctuația întârzierii (maxime admisibile), rata erorilor la nivel de bit și rata de pierdere a pachetelor (maxime admisibile). Acești parametrii exprimă calitatea serviciului care trebuie solicitat subsistemului de comunicație.

De obicei sunt distinse două categorii de medii, cu caracteristici net diferite :

Mediile discrete constau în informație independentă de timp. Această categorie include textul, grafica, imaginea statică și alte tipuri de informație asimilate de aplicații cu fișiere de date.

Reproducerea informației la destinație nu impune constrângeri rigide în ceea ce privește întârzierea și variația întârzierii în transferul prin rețea. Restricțiile sunt dictate doar de necesirtatea de a asigura utilizatorului un randament cât mai bun și trebuie corelate cu timpul său de reacție. Traficul generat este în esență intermitent, aleator atât din punct de vedere al momentelor în care se solicită un transfer, cât și al volumului de informație transferat. De regulă, aplicațiile care utilizează medii discrete nu tolerează erorile.

Mediile continue constau în informație dependentă de timp. Exemple reprezentative sunt vocea, semnalul audio de fidelitate înaltă, imaginea în mișcare (video). Cantități predictibile de informație sunt produse la anumite momente de timp și este esențial ca transferul prin rețea să permită reconstituirea dependenței temporale la destinație. Calitatea reproducerii informației la destinație este puternic influențată de întârzierea și fluctuațiile întârzierii de transfer, astfel încât restricțiile sunt severe. În schimb, există o anumită toleranță la erori. Intensitatea traficului generat este de obicei previzibilă și relativ constantă. Diferite tehnici de compresie pot limita substanțial debitul mediu, dar reduc toleranța la erori și (unele dintre ele) introduc fluctuații aleatoare importante ale debitului.

Valorile numerice ale parametrilor diferitelor medii diferă substanțial în funcție de caracteristicile sistemului și de aplicație: rezoluția sub-sistemului grafic sau a digitalizării, modul de reprezentare internă a informației și tehnica de compresie, calitatea selectată de utilizator. În tabelul 2.2.1 sunt reproduse valori orientative pentru o serie de parametri [SV91].

Sistemele multimedia operează în paralel cu mai multe medii, în cadrul unor aplicații care impun de obicei o anumită coordonare între acestea [MS93, SV91]. Într-o teleconferință multimedia trebuie asigurată o sincronizare a imaginii video de la fiecare participant cu vocea lui, limita decalajului acceptabil fiind estimată la circa 100 ms (sincronizare continuă). În momentul prezentării unei imagini grafice în conferință, deplasarea cursorului pe imagine trebuie să urmărească succesiv evoluția explicațiilor (sincronizare la nivel de eveniment).

Aplicațiile multimedia distribuite solicită tehnici speciale de interconectare pentru a asigura transferul informației de la fiecare utilizator către unul dintre ei sau către toți ceilalți. Într-o videoconferință, fiecărui participant trebuie să i se ofere fluxul combinat de eșantioane de voce de la ceilalți și unul sau mai multe fluxuri de imagine.

Prin urmare, cerințele aplicațiilor multimedia distribuite sunt sensibil mai complexe decât cele ale aplicațiilor clasice, atât datorită catacteristicilor fiecărui mediu cât și datorită integrării mediilor.

Mediile utilizate de aplicație impun o serie de **parametri de calitate** a comunicației : debit, întârziere, fluctuația întârzierii, rata erorilor de bit, rata de pierdere a pachetelor. Primii 3 parametri, exprimă cerințele de **sincronizare individuală** a fluxurilor. Specificarea parametrilor, cantitativă și/sau calitativă, trebuie nuanțată pentru a permite descrierea diverselor medii: cerințe obligatorii și/sau indicații orientative ale valorilor optime, eventual un interval de valori, reprezentând calitatea minimă tolerabilă și calitatea maximă (limitată, de pildă, de caracteristicile sistemului sau de cost).

Mediu	Întârziere maximă [s]	Fluctuația întârzierii, maximă [ms]	Debit mediu [Mbit/s]	Rata erorilor de bit maximă [/bit]	Rata de pierdere a pachetelor maximă [/pachet]
Fișiere	1	-	2-100	0	0
Date în timp real	0.001 - 1	-	<10	0	0
Voce, fără compresie	0.25	10	0.064	$<10^{-1}$	$<10^{-1}$
Video, fără compresie	0.25	10	100	10^{-2}	10^{-3}
Video, cu compresie	0.25	1	2-10	10^{-6}	10^{-9}
Imagine statică	1	-	2-10	10^{-4}	10^{-9}

Tabelul 2.2.1. Valori estimative ale parametrilor mediilor.

Reproducerea simultană a mediilor implicate în aplicaţie, cu caracteristici diferite, ridică probleme suplimentare de sincronizare. Coordonarea fluxurilor active la un moment dat este asigurată prin condiţii de **sincronizare mutuală, continuă** sau **pe bază de evenimente.** Lansarea sau întreruperea transferului pentru mediile utilizate, în diverse momente ale evoluţiei aplicaţiei, sunt controlate de condiţiile de **sincronizare globală**.

Transferul fluxurilor de la fiecare sursă către toate destinaţiile selectate de aplicaţie necesită stabilirea şi controlul unor conexiuni **punct-multipunct**. Pentru demararea, evoluţia şi încheierea execuţiei aplicaţiei trebuie asigurată posibilitatea asocierii unor noi participanţi şi a retragerii individuale a unor utilizatori existenţi.

3. CARACTERISTICI ALE REŢELELOR DE MARE VITEZĂ

Reţelele locale aflate în exploatare oferă debite de 10 - 10^2 Mb/s (CSMA-CD, Token-Ring, Token-Bus, FDDI) şi sunt prevăzute debite de 10^2 - 10^3 Mb/s. Distanţele acoperite s-au extins de la circa 1 km, la 10^2 km. În domeniul reţelelor publice, vom asista la trecerea de la debite de circa 10 - 10^2 Kb/s, la debite de 10^2 - 10^3 **Mb**/s (DQDB, ATM). În aceste condiţii, produsul dintre banda de transmisie (debitul) şi întârzierea de transfer (bandwidth - delay sau throughput - delay) începe să devină important şi poate să atingă 10^6 biţi [R1323]. Acest produs indică ordinul de mărime al volumului de date care poate fi transmis între emisia unui pachet şi primirea confirmării asociate.

Reţelele locale (mai puţin CSMA-CD) permit ierarhizarea traficului pe priorităţi şi limitarea timpului de aces, deci suportă comunicaţii în timp real şi, parţial, medii continue. Noile standarde (FDDI-II, DQDB, AAL) prevăd în plus un serviciu izocron, adecvat pentru mediile continue.

În reţelele care folosesc ca suport fibra optică, rata erorilor la nivel bit coboară la 10^{-9}. Pe de altă parte, rata de pierdere a pachetelor, prin congestie în nodurile de comutaţie, rămâne neneglijabilă.

Pentru tehnologiile enumerate, mai puţin ATM, comunicaţiile punct-multipunct şi prin difuzare nu constituie o problemă, datorită folosirii unui suport comun de interconectare.

4. CONSECINŢE ASUPRA PROTOCOALELOR DE TRANSPORT

Noul context în care operează nivelul transport impune reconsiderarea drastică a premiselor concepţiei şi implementării serviciilor şi a protocoalelor.

Principalele aspecte care trebuie luate în considerare sunt prezentate în cele ce urmează.

Banda de transmisie disponibilă la nivelul accesului la suportul fizic a crescut cu câteva ordine de mărime şi nu mai constituie resursa cea mai critică. Limitarea ratei de transfer intervine pe nivelele superioare ale subsistemului de transport.

Produsul bandă-întârziere a crescut considerabil, atât datorită debitului superior, cât şi a extinderii reţelelor. Inadecvarea mecanismelor de bază utilizate de protocoalele de transport actuale, în special controlul fluxului cu fereastră şi retransmisia neselectivă, pentru valori mai mari ale produsului bandă-întârziere poate conduce la limitarea ratei de transfer, mult sub banda de transmisie disponibilă.

În cazul controlului fluxului cu fereastră, transferul avansează prin "credite"indicate succesiv transmiţătorului de către receptor, reprezentând volumul de date care poate fi transmis. Obiectivul urmărit este ca rata medie de transfer să fie impusă de receptor, în funcţie de capacitatea sa de preluare. Bucla de reacţie include însă reţeaua de comunicaţie, ale cărei caracteristici influenţează în mod decisiv eficienţa mecanismului. O dimensiune redusă a ferestrei, mult sub valoarea produsului bandă-întâziere, determină funcţionarea intermitentă a transmiţătorului şi a receptorului. Acestea sunt oprite sistematic pe durata necesară sosirii datelor la receptor şi a întoarcerii confirmării la transmiţător, cu credit suplimentar. Creşterea dimensiunii ferestrei, în tentativa de a "umple" canalul de comunicaţie, implică riscul intrării în congestie a reţelei. Retransmisia neselectivă (repetarea tuturor datelor neconfirmate) devine neeficientă, datorită volumului mare de date implicat.

Procedura clasică de stabilire a conexiunii cu dublă confirmare (3-way handshake), întârzie transferul de date pe ambele sensuri cu durata transferului dus-întors prin reţea. La un produs bandă-întârziere mare procedura devine neeficientă, mai ales pentru comunicaţii scurte (tranzacţionale), deoarece durata stabilirii conexiunii ajunge comparabilă cu durata transferului de date.

Pierderea pachetelor datorită congestiei în reţea devine principala sursă de erori. Rata erorilor de debit s-a redus cu câteva ordine de mărime, în timp ce reţelele s-au extins considerabil. Acest aspect vizează în special procedurile clasice de

control al erorilor, bazate pe transmiterea automată a datelor neconfirmate la expirarea unei temporizări (ARQ, Automatic Repeat Request). Tehnica ARQ este dependentă de cunoaşterea întârzierii dus-întors prin reţea, dar fluctuaţiile traficului în reţea implică variaţii substanţiale ale acesteia. În noul context, expirarea temporizării se datorează, cel mai probabil unei creşteri a traficului: întârzierea devine superioară celei estimate sau se pierd pachete în noduri de comutaţie suprasolicitate. În ambele situaţii, retransmiterea automată, îndeosebi cea neselectivă, nu mai constituie o soluţie, deoarece întreţine sau agravează regimul de congestie.

Tipurile de servicii solicitate de aplicaţii şi cele disponibile la nivelul accesului la suportul de comunicaţie s-au diversificat şi asistăm la o modificare a ponderii diferitelor servicii. Protocoalele trebuie să dispună de noi proceduri, adaptabile acestor solicitări. Procedura clasică de stabilire a conexiunii este prea lentă pentru comunicaţii tranzacţionale, corectarea erorilor prin retransmitere este incompatibilă cu mediile continue. Unele servicii oferite de reţele şi solicitate de aplicaţii nu se regăsesc la nivelul serviciului transport actual: comunicaţii punct-multipunct şi prin difuzare, ierarhizarea traficului pe priorităţi, serviciul izocron.

Contribuţia nivelui transport la îndeplinirea cerinţelor de sincronizare ale aplicaţiilor multimedia nu este încă precis delimitată. Sarcina sa principală constă în îndeplinirea cerinţelor individuale ale fluxurilor. Sincronizarea globală şi mutuală pot fi realizate la nivelele superioare [DT92], dar există şi tentative de a le trata pe nivelul transport [SH92].

Parametrii de calitate ai serviciilor s-au modificat ca structură, valori şi dispersie a valorilor. Dispersia valorilor parametrilor pentru diferite medii se poate întinde pe mai multe ordine de mărime, solicitând o mai mare flexibilitate din partea protocoalelor. De exemplu, aplicaţiile cu medii continue solicită reţelei susţinerea unor debite importante, cu restricţii temporale severe, dar sunt relativ tolerante la erori. Corectarea erorilor prin retransmisie şi controlul fluxului cu fereastră, unanim adoptate în prezent şi aplicate în mod necondiţionat, sunt incompatibile cu mediile continue.

Tehnologia VLSI oferă noi soluţii de implementare, printr-o deplasare masivă a prelucrărilor către hardware. Acestea trebuie avute în vedere în proiectarea sintaxei şi procedurile protocoalelor, de exemplu, prin uniformizarea formatului pachetelor , alinierea sa la nivel de cuvânt de 16/32 de biţi, plasarea sumei de verificare după informaţia verificată.

Tentative de adaptare a protocoalelor de transport la noul context au apărut încă de la sfârşitul anilor '80, în paralel cu finalizarea standardelor ISO. Ele s-au manifestat în mai multe direcţii, corespunzătoare unor percepţii diferite ale deficienţelor existente şi ale soluţiilor de rezolvare.

Ameliorarea soluţiilor de implementare, porneşte de la observaţia că procedurile folosite de protocoalele de transport existente pot oferi performanţe net superioare celor obţinute în prezent. S-a constatat că limitarea performanţelor implementărilor actuale este datorată în principal ineficienţei interacţiunilor cu sistemul de operare, cu nivelele adiacente şi interfeţele hardware. Noile tehnici de implementare nu constituie însă soluţii pentru extinderea funcţionalităţii.

Adaptarea procedurilor protocoalelor actuale, este o soluţie provizorie, care oferă avantajul păstrării compatibilităţii cu sistemele existente. Pentru protocoalele cele mai răspândite, TCP [R1323] şi TP [DT92], au fost propuse diverse soluţii de ameliorare a performanţelor şi a funcţionalităţii.

Elaborarea unor protocoale complet noi, echipate cu proceduri care permit tratarea noilor categorii de servicii şi operarea mai eficientă în reţelele de mare viteză, constituie obiectul unor preocupări intense în prezent. Spaţiul nu permite o explorare a numeroaselor protocoale propuse în ultimii ani, astfel încât ne vom limita la exemplul cel mai reprezentativ, protocolul Xpress Transfer Protocol (XTP) [PEI92].

Proiectat iniţial ca protocol de transfer (transport şi reţea), XTP a fost modificat recent, pentru a fi restrâns la funcţii de nivel transport. Este conceput pentru o implementare fie prin software, fie prin hardware. Nucleyul protocolului constă într-un set minimal de mecanisme simple. Acestea pot fi combinate în diverse moduri, cu o mare flexibilitate, pentru realizarea unor funcţii mai complexe, adaptate unor diverse solicitări ale aplicaţiilor şi diverse caracteristici ale reţelei. XTP înglobează rezultatele experienţei dobândite în proiectarea protocolelor de transport clasice şi a unei întregi generaţii de protocoale concepute la sfârşitul anilor '80. XTP a fost adoptat ca bază de studiu de către ISO, pentru elaborarea protocolului HSTP (High Speed Transport Protocol) [CM91].

Mecanismele XTP vor fi prezentate pe larg, în comparaţie cu soluţiile utilizate pentru protocolul standard TP, în articolele următoare.

5. CONCLUZII

Contextul actual şi de perspectivă în care operează protocoalele de transport impune reconsiderarea serviciului transport şi concepţia unor noi protocoale. Am încercat să identificăm principalele aspecte care trebuie luate în considerare şi orientările actuale în acest domeniu. Pe de altă parte, acest studiu a constituit un prilej pentru caracterizarea succintă a comunicaţiilor în reţelele de date şi integrate, pornind de la cerinţele noilor aplicaţii, continuând cu serviciul oferit de nivelele inferioare şi, în fine, limitările care intervin la nivelul serviciului transport.

BIBLIOGAFIE

[AS91] S.Andersen, High Speed Transport Service [HSTS] definition. Contribution to ISO-IEC JTC1 SC6-WG4 on the High Speed Transport Service Definition. Sept. 1991.

[CD91] Internetworking with **TCP/IP** (vol. I+II). D.Comer, Prentice-Hall, 1991.

[CM91] M.Cohn, High Speed Transport Protocol [HSTP] specification. Contribution to ISO-IEC JTC1 SC6-WG4 on the High Speed Transport Protocol. Sept.1991.

[DA92] A.Danthine, Esprit Projet OSI 95. New transport services for high-speed networks. Computer Networks and ISDN Systems 25, 1992, 384-399.

[DT92] S.Dupuy, W.Tawbi, E.Horlait, Protocols for high-speed multimedia communications networks. Computer Communications, vol. 15, no.6, 1992.

[HJ93] B.Heinrichs, J.Jacobs, A.Carone, High performance transfer services to support multimedia group communications. Computer Communications, vol. 16, no.9, 1993.

[IS8072] International Organization for Standardizon. Information Processing Systems. Open Systems Interconnection. Transport Service Definition, ISO IS 8072, 1986.

[IS8073] International Organization for Standardizon. Information Processing Systems. Open Systems Interconnection. Transport Protocol Specification, ISO IS 8073, 1988.

[MS93] N.Meghelli, D.Seret, Open problems with multimedia QOS-requiremets and syncronisation needs. 3rd Joint Workshop on High Speed Networks, Telecom Paris - Universitat Stuttgart, Proceedings. Paris, 1993.

[PC93] C.Partridge, Protocols for high-speed networks; some questions and a few answers. Computer Networks and ISDN Systems 25, 1993, 1019-1028.

[PEI92] XTP protocol definition, revision 3.6, 1992, Protocol Engines Incorporated.

[R793] Transmission Control Protocol. Network Information Center RFC-793, J.B.Postel, 1981.

[R1323] TCP extension for High Performance. Network Working Group RFC-1323. V.Jacobson, R.Braden, D.Borman, 1992.

[SH92] D.Sepherd, D.Hutchinson, F.Garcia, G.Coulson, Protocol support for distributed multimedia applications, Computer Communications, vol. 15, no.6, 1992.

[SV91] L.Steinbakk, L.Vognild, S.Solbakk, Networking Requiremets from Distributed Multimedia Applications. Research Report, University of Tromso, Norway, 1991.

Moduri de implementare a buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL) - partea I)

as.ing. Simona D.F. Halunga, as.ing. Octavian I. Fratu *

Cuvinte cheie: sistem cu spectru împrăştiat, buclă DLL[1], coerent, necoerent, curbă în S, achiziţie, urmărire.

Lucrarea analizează principalele moduri de implementare ale buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL) în versiunile coerentă şi necoerentă. Pentru fiecare caz se prezintă schema bloc şi se deduc ecuaţiile care stau la baza modelului liniar (expresia şi reprezentarea curbei în S şi ecuaţia integro-diferenţială de funcţionare). Pe baza acestora se face un studiu comparativ al proprietăţilor de achiziţie şi urmărire ale diferitelor variante prezentate.

Recepţionarea semnalelor cu spectru împrăştiat presupune sincronizarea receptorului. Într-o primă fază se face "achiziţia", adică se caută ca replica generată local (în cadrul receptorului) a secvenţei pseudoaleatoare de împrăştiere să se deruleze simultan cu secvenţa corespunzătoare de la emisie.

Odată ce etapa de achiziţie a fost depăşită (în sensul că semnalul pseudoaleator generat local este aliniat cu semnalul de cod recepţionat cu o diferenţă de cel mult o jumătate de interval de cod), se pune problema "urmăririi", adică a păstrării stării de sincronism. Deşi din punct de vedere tehnic menţinerea este mai uşoară decât achiziţia sincronizării, având în vedere acurateţea cerută, problema nu este deloc facilă. Pe de altă parte, având în vedere diversitatea sistemelor cu spectru distribuit şi a performanţelor impuse acestora, nu există o soluţie optimă general valabilă.

În general, urmărirea se face prin intermediul unor structuri de tip "buclă închisă" bazate pe principiul clasic al PLL-ului. Principala diferenţă dintre aceste structuri şi PLL-ul clasic este modul de implementare al discriminatorului de fază. Pentru modelul clasic, discriminatorul este un simplu multiplicator, pe când în cazul nostru, din cauza utilizării codului pseudoaleator, sunt necesare structuri specifice mai complicate.

În cele ce urmează se prezintă bucla cu calare prin întârziere (Delay Locked Loop - DLL), atât în varianta necoerentă, cât şi în cele coerente. Se va urmări obţinerea modelului matematic şi a caracteristicii discriminatorului buclei DLL, precum şi determinarea ecuaţiei diferenţiale de funcţionare, atât în versiunea necoerentă, cât şi în cele coerente, comparându-se rezultatele obţinute pentru fiecare caz în parte.

1. BUCLA DE URMĂRIRE DLL NECOERENTĂ

Modelul clasic folosit pentru menţinerea sincronizării în transmisiunile cu spectru distribuit este bucla DLL necoerentă, reprezentată în figura 1. Acesta se numeşte modelul DLL implementat cu ajutorul "corelaţiei de anvelopă", şi este caracterizat prin faptul că bucla DLL acţionează direct asupra semnalului modulat (nu are loc o translaţie a acestuia în banda de bază). Corelarea dintre codul PN generat local şi semnalul recepţionat se realizează cu ajutorul unui circuit de înmulţire, a unui filtru trece bandă şi a unui detector de anvelopă. Desigur, această implementare este necoerentă, în sensul că nu necesită nici o informaţie asupra fazei purtătoarei $\theta(t)$ - fig. 1 - unde s-a notat cu:

FTB : un filtru trece bandă cu funcţia de transfer H(s);

DETECT ANV : un detector de anvelopă format dintr-un circuit de ridicare la pătrat şi un filtru trece jos;

FB : filtru de buclă cu funcţia de transfer $H_1(s)$;

VCO : oscilator comandat în tensiune;

GEN PN : generator de cod pseudoaleator al receptorului.

Intervalul de avans / întârziere al codului generat local este, în general fracţiune din pedioada de cod $\delta = T_c / N$, unde $N \in \mathbf{N}$. În acest fel cele două semnale de cod utilizate sunt distanţate între ele cu $2T_c / N$.

* Universitatea Politehnica din Bucureşti

[1] ("Delay Locked Loop")

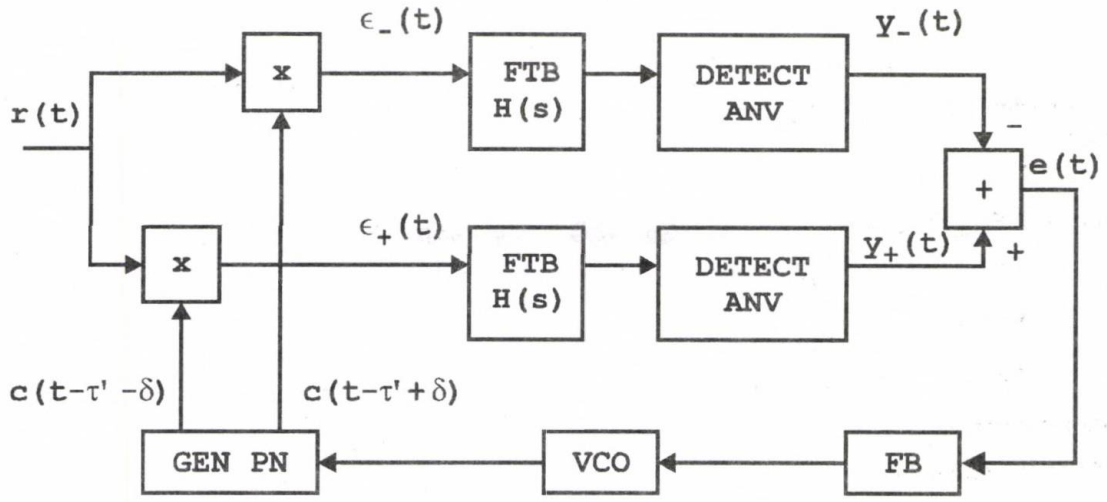


Fig. 1 - Bucla DLL necoerentă

Presupunem că semnalul recepţionat este:

$$x(t) = s(t) + n(t), \qquad (1)$$

unde s(t) este semnalul transmis, de tip BPSK DS-SS de forma:

$$s(t) = \sqrt{2S}\, c(t-\tau)\, m(t-\tau) \cos[\omega_o t + \theta(t)], \qquad (2)$$

iar n(t) este zgomotul de bandă îngustă introdus pe canalul de transmisiune, care se poate scrie sub forma:

$$n(t) = \sqrt{2}\left\{ N_c(t)\cos[\omega_o t + \theta(t)] - N_s(t)\sin[\omega_o t + \theta(t)] \right\} \qquad (3)$$

S-au folosit următoarele notaţii :

c (t - τ) : codul PN al semnalului recepţionat, unde τ este întârzierea datorată canalului, care trebuie estimată;

m (t - τ) : semnalul de date (informaţia), afectată de aceeaşi întârziere τ ;

θ(t) = θ +Ω$_o$t este faza (necunoscută) a purtătoarei, formată dintr-o parte constantă, de la emisie şi o parte variabilă, datorată efectului Doppler;

N_C (t) şi N_S (t) sunt componentele în fază respectiv în cuadratură ale zgomotului, presupuse a fi procese statistic independente, staţionare, cu caracteristicile zgomotului alb Gaussian şi densitatea spectrală de putere egală cu N_o, pentru frecvenţele f ∈ [0, B_N] , unde $B_N << \omega_o / 2\pi$.

Codurile PN în avans/întârziere sunt date de $c(t-\tau' + \delta)$, respectiv $c(t-\tau' - \delta)$ unde τ' este întârzierea estimată de către bucla DLL.

Ieşirile celor două detectoare de fază (multiplicatoare) sunt:

$$\varepsilon_{\pm}(t) = \sqrt{2S}\, K_m m(t-\tau)\, c(t-\tau' \pm \delta)\cos[\omega_o t + \theta(t)] + K_m\, c(t-\tau' \pm \delta)\, n_i(t) =$$

$$= \sqrt{2S}\, K_m m(t)\, \overline{c(T-\tau)\, c(t-\tau' \pm \delta)}\cos[\omega_o t + \theta(t)] +$$

$$+ \sqrt{2S}\, K_m m(t)\left[c(t-\tau)\, c(t-\tau' \pm \delta) - \overline{c(t-\tau)\, c(t-\tau' \pm \delta)}\right]$$

$$\cos[\omega_o t + \theta(t)] + n(t)\, K_m\, c(t-\tau' \pm \delta), \qquad (4)$$

unde prin K_m am notat câştigul detectorului, presupus a fi acelaşi pentru ambele multiplicatoare, iar supralinierea semnifică medierea statistică.

Pentru coduri PN de lungime foarte mare (M>>1), unde MT_C este perioada de repetiţie a secvenţei de cod, funcţia de autocorelaţie este dată de:

$$R_{PN+}(\varepsilon) \triangleq \overline{c(t-\tau)\, c(t-\tau' + \delta)} =$$

$$= \begin{cases} 0 & ; \varepsilon_t \le -\frac{1}{N} - 1 \\ 1 + \frac{1}{N} + \varepsilon_t & ; -1 - \frac{1}{N} < \varepsilon_t \le -\frac{1}{N} \\ 1 + \frac{1}{N} - \varepsilon_t & ; -\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le 1 - \frac{1}{N} \\ 0 & ; \varepsilon_t > 1 - \frac{1}{N} \end{cases}$$

$$R_{PN-}(\varepsilon_t) \triangleq \overline{c(t-\tau)\, c(t-\tau' \delta)} = R_{PN+}\left(\varepsilon_t - \frac{2}{N}\right)$$

$$R_{PN\pm}(\varepsilon_t) = R_{PN\pm}(\varepsilon_t + nM) \; ; \; n = \pm 1, \pm 2, \pm 3\ldots, \qquad (5)$$

unde $\varepsilon_t = (\tau - \tau')/T_C$ reprezintă eroarea nominalizată de buclă. Cele două funcţii de autocorelaţie sunt reprezentate în figura 2.

Introducem următoarele notaţii :

- $H_1(s)$: funcţia de transfer a echivalentului de joasă frecvenţă a filtrului trece bandă H(s);

- zgomotul propriu datorat secvenţei PN :

$$S_{C\pm}(t-\tau, \varepsilon_t) \triangleq c(t-\tau)\, c(t-\tau \pm \varepsilon_t T_c) -$$

$$- \overline{c(t-\tau)\, c(t-\tau \pm \varepsilon_t T_c)}\,. \qquad (3)$$

Utilizând aceste notații și combinând (4) cu (5) rezultă:

$$\begin{aligned} y_{\pm}(t) &= \sqrt{2S}\, K_m \hat{m}(t-\tau)\, R_{PN}(\varepsilon_t) \cos[\omega_o t + \theta(t)] + \\ &+ \sqrt{2S}\, K_m \hat{S}_{c\pm}(t-\tau, \varepsilon_t) \cos[\omega_o t + \theta(t)] + \\ &+ \sqrt{2}\, K_m \hat{N}_{c\pm}(t) \cos[\omega_o t + \theta(t)] + \\ &+ \sqrt{2}\, K_m \hat{N}_{s\pm}(t) \sin[\omega_o t + \theta(t)], \end{aligned} \qquad (7)$$

unde s-a notat cu:

$$\begin{aligned} \hat{m}(t) &= H_1(p)\, m(t) \\ \hat{S}_{c\pm}(t, \varepsilon_t) &= H_1(p)[m(t)\, s_{c\pm}(t, \varepsilon_t)] \\ \hat{N}_{c\pm}(t) &= H_1(p)[c(t-\tau \pm \varepsilon_t T_c)\, N_c(t)] \\ \hat{N}_{s\pm}(t) &= H_1(p)[c(t-\tau \pm \varepsilon_t T_c)\, N_s(t)] \end{aligned} \qquad (8)$$

Ecuațiile diferențiale au fost scrise sub formă compactă prin introducerea operatorului lui Heaviside $p = d/dt$.

Dacă lărgimea benzii filtrului de buclă FB este mult mai mică decât rata de cod a secvenței PN ($B_{FB} << f_c$), ceea ce se întâmplă în majoritatea cazurilor de interes practic, efectul zgomotului propriu datorat codului PN poate fi într-o primă aproximație neglijat. Mai mult, presupunând că armonicile superioare, generate de circuitul de ridicare la pătrat din cadrul detectorului de anvelopă pot fi neglijate, fiind oricum înlăturate de filtrul de buclă, semnalul eroare se poate scrie:

$$e(t) = y_-^2(t) - y_+^2(t) = S K_m^2 \hat{m}^2(t-\tau)\, D(\varepsilon_t) + K_m^2 n_e(t, \varepsilon_t), \qquad (9)$$

unde:

$$D(\varepsilon_t) = R_{PN-}^2(\varepsilon_t) - R_{PN+}^2(\varepsilon_t) =$$

$$= \begin{cases} 0 & ; \ \varepsilon_t \le -1 - \frac{1}{N} \\ -\left(1 + \frac{1}{N} + \varepsilon_t\right)^2 & ; \ -1 - \frac{1}{N} < \varepsilon_t \le -1 + \frac{1}{N} \\ -\frac{4}{N}(1 + \varepsilon_t) & ; \ -1 + \frac{1}{N} < \varepsilon_t < -\frac{1}{N} \\ 4\varepsilon_t\left(1 - \frac{1}{N}\right) & ; \ |\varepsilon_t| \le \frac{1}{N} \\ \frac{4}{N}(1 - \varepsilon_t) & ; \ \frac{1}{N} < \varepsilon_t \le 1 - \frac{1}{N} \\ \left(1 + \frac{1}{N} - \varepsilon_t\right)^2 & ; \ 1 - \frac{1}{N} < \varepsilon_t \le 1 + \frac{1}{N} \\ 0 & ; \ \varepsilon_t > 1 + \frac{1}{N} \end{cases}$$

$$D(\varepsilon_t) = D(\varepsilon_t + nM) \quad ; \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots . \qquad (10)$$

se numește curba în S a discriminatorului și este reprezentată în figura 3, iar $n_e(t, \varepsilon_t)$ este zgomotul echivalent definit de:

$$n_e(t) = \hat{N}_{c-}^2(t) - \hat{N}_{c+}^2(t) + \hat{N}_{s-}^2(t) - \hat{N}_{s+}^2(t) +$$

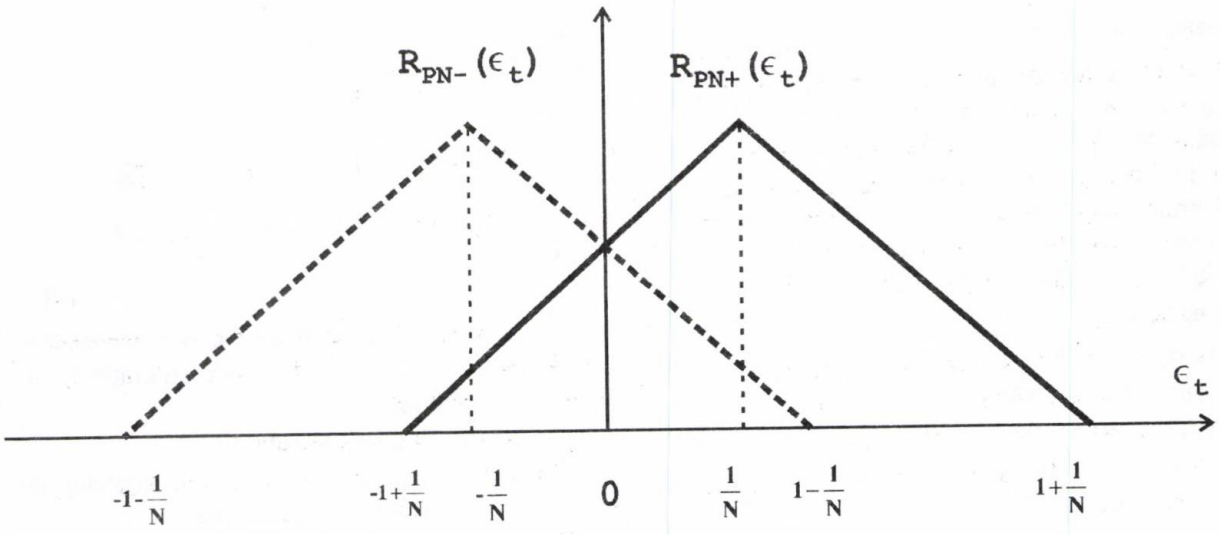


Fig. 2 - Funcția de corelație a codului în avans, respectiv, în întârziere cu codul recepționat

$$+ 2\sqrt{S}\,\hat{M}(t-\tau)\left[R_{PN+}(\varepsilon_t)\,\hat{N}_{c-}(t) - R_{PN-}(\varepsilon_t)\,\hat{N}_{c+}(t)\right]. \quad (11)$$

Întârzierea (normalizată) estimată de către bucla DLL la ieşirea oscilatorului comandat în tensiune este legată de semnalul eroare e(t) prin relaţia (scrisă sub formă operaţională):

$$\frac{\tau'}{T_c} = \frac{K_v F(p)}{p}\, e(t), \quad (12)$$

unde : - F(s) este câştigul normalizat al buclei ;

- K_V este câştigul oscilatorului comandat în tensiune.

Utilizând (9) şi (12) şi notând cu $K=K_m K_V$ câştigul total al buclei, se poate scrie ecuaţia stochastică integro - diferenţială de funcţionare a buclei DLL :

$$\frac{\tau'}{T} = \frac{KF(p)}{p}\left[S\,\hat{m}^2(t-\tau)\,D(\varepsilon_t) + n_e(t,\varepsilon_t)\right], \quad (13)$$

sau:

$$\varepsilon_t = \frac{\tau'}{T} = \frac{KF(p)}{p}\left[S\,\hat{m}^2(t-\tau)\,D(\varepsilon_t) + n_e(t,\varepsilon_t)\right], \quad (14)$$

Decompunând $\hat{m}^2(t-\tau)$ în valoarea sa medie şi un zgomot propriu de modulare, se poate scrie:

$$\hat{m}^2(t-\tau_t)\,D(\varepsilon_t) =$$

$$= \overline{\langle \hat{m}^2(t-\tau)\rangle}\,D(\varepsilon_t) + \left[\hat{m}^2(t-\tau) - \overline{\langle \hat{m}^2(t-\tau)\rangle}\right]D(\varepsilon_t) \quad (15)$$

unde supralinierea reprezintă medierea statistică iar prin < > am notat medierea temporală (Obs: deoarece $\hat{m}^2(t)$ este un proces ciclostaţionar, pentru determinarea valorii sale medii utilizăm atât media statistică cât şi media temporală). În continuare vom utiliza notaţia:

$$M_2 \triangleq \overline{\langle \hat{m}^2(t-\tau)\rangle} = \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f)\left|H_1(j2\pi f)\right|^2 df, \quad (16)$$

unde $S_m(f)$ este densitatea spectrală de putere a semnalului de date.

Dacă, la fel ca mai sus, presupunem că banda filtrului de buclă B_{FB} este mult mai mică decât rata de transmisiune a semnalului de date $R_S = 1/T_S$, atunci zgomotul propriu de modulare poate fi neglijat. În aceste condiţii relaţia (16) se poate rescrie sub forma diferenţială:

$$\frac{d\varepsilon_t}{dt} = \frac{d\tau}{dt}\frac{1}{Tc} - KF(p)\,\eta\,S\,M_2\left[D_n(\varepsilon_t) + \frac{n_e(t,\varepsilon_t)}{\eta\,S\,M_2}\right], \quad (17)$$

unde:

$$D_n(\varepsilon_t) = D(\varepsilon_t)/\eta$$

este caracteristica normalizată a discriminatorului astfel încât aceasta să aibă pantă unitară în origine, iar η este factorul de normare dat de:

$$\eta \triangleq \frac{4(N-1)}{N}. \quad (18)$$

Se observă că ecuaţia (17) este identică cu ecuaţia diferenţială de funcţionare a unui circuit de tip PLL clasic; ca urmare bucla DLL va avea proprietăţile de captare şi urmărire specifice circuitelor de tip PLL. Pentru erori mici de urmărire se poate construi modelul liniar echivalent, caracteristic funcţionării în sincronism, şi funcţiile de transfer caracteristice.

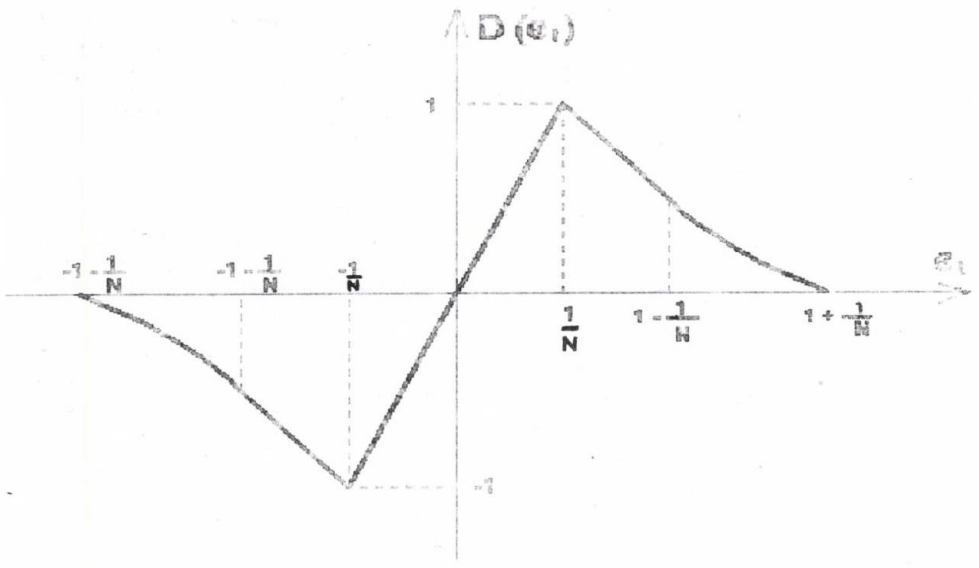


Fig. 3 - Curba în S a buclei DLL necoerente

2. BUCLE DE URMĂRIRE DLL COERENTE

În afară de varianta necoerentă, Gill [2] a propus două structuri de realizare a buclei DLL în varianta coerentă :

- Bucla DLL cu translație în banda de bază.
- Bucla DLL cu urmărire în radio-frecvență.

2.1. Bucla DLL cu translație în banda de bază

Această structură este reprezentată în figura 4.

Dacă se folosește această structură, semnalul recepționat r (t) = s (t) + n (t), unde s(t) și n(t) sunt date de relațiile (2) și (3), este mai întâi adus în banda de bază cu ajutorul unui demodulator cu PLL, al cărui VCO este centrat pe frecvența purtătoare f_0. Semnalul la ieșirea sa este:

$$x(t) = K_{m1}\{\sqrt{S}\, m(t-\tau)\, c(t-\tau)\cos[\Theta(t)-\Phi']+ \cdot + N_c(t)\cos[\Theta(t)-\Phi']\} + N_s(t)\sin[\Theta(t)-\Phi'], \quad (19)$$

fiind format din semnalul informațional multiplicat cu codul și o componentă de zgomot de joasă frecvență cu densitatea spectrală de putere $N_0/2$ (W/Hz). Dacă se presupune că bucla PLL funcționează în sincronism, deci faza oscilatorului locul urmărește faza semnalului de intrare, se poate considera în cele ce urmează că:

$$\Theta(t) - \Phi' \simeq 0. \quad (20)$$

Bucla DLL care are la intrare acest semnal lucrează identic cu cea necoerentă, cu deosebirea că aici nu mai este necesar un detector de anvelopă.

Semnalele la ieșirea celor două circuite de înmulțire sunt date de:

$$e_{\pm}(t) = K_{m1}K_{m2}\{\sqrt{S}\, m(t-\tau)\, c(t-\tau)\, c(t-\tau\pm\delta) + \cdot + N_c(t)]\, c(t-\tau'-\delta)\}. \quad (21)$$

Considerând că cele două filtre trece jos realizează o mediere temporală a semnalului și că lărgimea de bandă a filtrului de buclă este suficient de mică în comparație cu rata de cod a semnalului PN astfel încât zgomotul propriu să fie neglijat, semnalul eroare de buclă este dat de:

$$\varepsilon_{\pm}(t) = K_{m1}K_{m2}\{\sqrt{S}\,\hat{m}(t)\, R_{PN\pm}(\varepsilon_t) + \hat{N}_{c\pm}(t)\}, \quad (22)$$

unde m (t - τ), $N_{c\pm}$ (t) sunt date de relațiile (8) iar $H_1(p)$ este funcția de transfer a filtrului trece jos.

Semnalul eroare la intrarea VCO2 este dat de:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_-(t) - \varepsilon_+(t) = = K_{m1}K_{m2}\{\sqrt{S}\,\hat{m}(t-\tau)\, D_v(\varepsilon_t) + n_{ve}(t,\varepsilon_t)\}, \quad (23)$$

unde $D_V(\varepsilon t)$ este caracteristica în S a discriminatorului, dată de:

$$D_v(\varepsilon_t) = R_{PN-}(\varepsilon_t) - R_{PN+}(\varepsilon_t) =$$

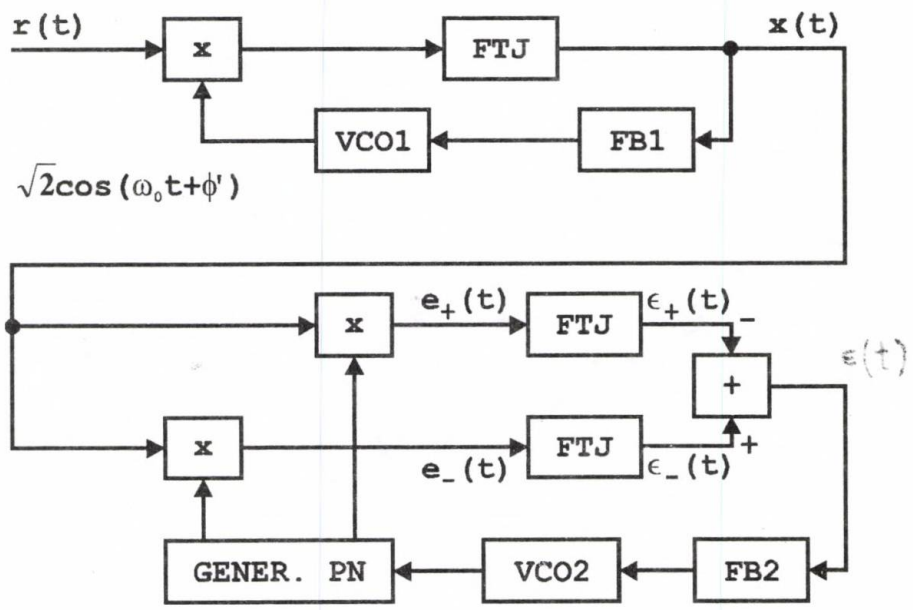


Fig. 4 - Bucla cu translație în banda de bază

$$= \begin{cases} 0 & ; \varepsilon_t \le -1-\frac{1}{N} \\ -\left(1+\frac{1}{N}+\varepsilon_t\right) & ; -1-\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le -1+\frac{1}{N} \\ -\frac{2}{N} & ; -1+\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le -\frac{1}{N} \\ 2\varepsilon_t & ; \left|\varepsilon_t\right| < \frac{1}{N} \\ \frac{2}{N} & ; \frac{1}{N} \le \varepsilon_t \le 1-\frac{1}{N} \\ \left(1+\frac{1}{N}-\varepsilon_t\right) & ; 1-\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le 1+\frac{1}{N} \\ 0 & ; \varepsilon_t > 1+\frac{1}{N} \end{cases}$$

$$D_v(\varepsilon_t) = D_v(\varepsilon_t + nM) \quad ; \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots .$$

$$D_{vn}(\varepsilon_t) = \frac{1}{2} D_v(\varepsilon_t), \tag{24}$$

iar zgomotul echivalent este dat de:

$$n_{ve}(t, \varepsilon_t) = \hat{N}_{c+}(t) + \hat{N}_{c-}(t). \tag{25}$$

Caracteristica este reprezentată în figura 5.

2.2. Bucla DLL cu urmărire în radio - frecvență

Această variantă propusă de Gill [2] este reprezentată în figura 6.

Schema se caracterizează prin faptul că oscilatorul local, realizat cu PLL, generează o replică coerentă ca fază a purtătoarei. Funcționarea sa este, de fapt, identică cu cea a schemei din figura 4, în sensul că semnalul recepționat la care se adaugă zgomotul, este multiplicat cu codul în avans/întârziere, care este la rândul său multiplicat cu o replică a purtătoarei, generată de PLL. Semnalul eroare ε (t) și performanțele sunt identice cu cele ale schemei prezentate anterior.

3. CONCLUZII

O primă remarcă ce se impune privitor la schemele reprezentate în figurile 1, 4 și 6 este aceea că toate utilizează câte un generator cu secvență pseudoaleatoare în banda de bază, ce constă în principal dintr-un registru de deplasare. Deplasarea secvenței în interiorul registrului se face cu o frecvență egală cu frecvența de cod ($1/T_c$); ca urmare ecartul de timp 2δ dintre codurile în avans și în întârziere este egal cu un număr întreg de perioade de cod. Acesta nu poate fi mai mare decât 2, deoarece funcțiile de

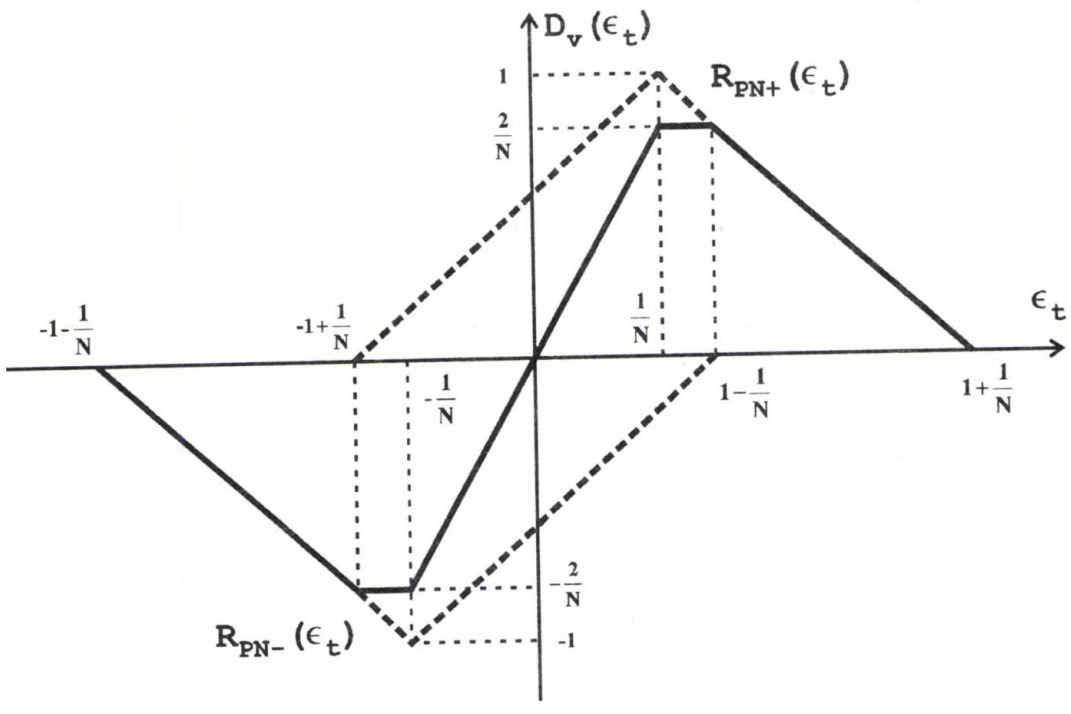


Fig. 5 - Curba în S a buclei DLL cu translație în banda de bază

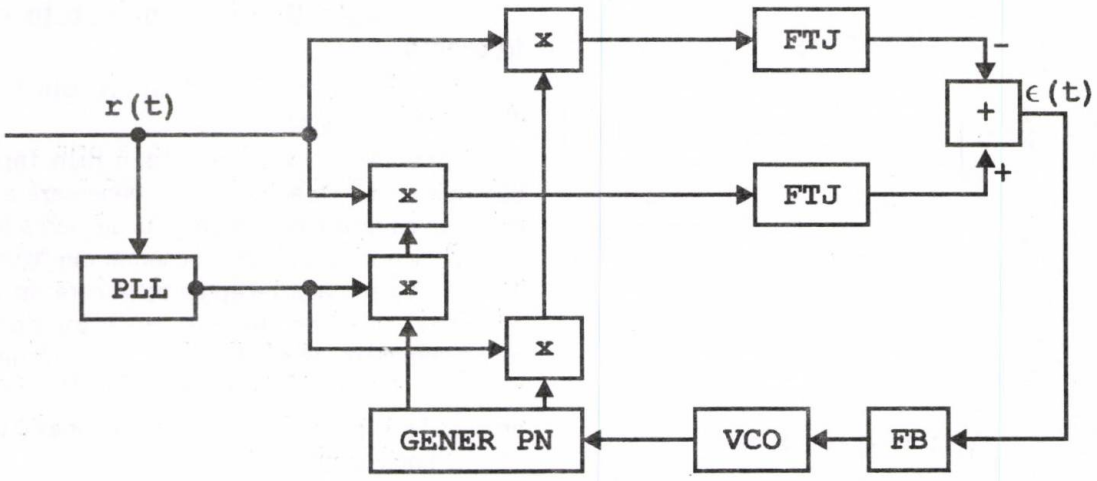


Fig. 6 - Bucla DLL cu urmărire în radiofrecvență

corelație dintre cele două secvențe astfel generate și codul recepționat nu se mai suprapun, deci urmărirea nu mai este posibilă. Conform notației $N=T_c/\delta$ folosite mai sus rezultă $N \in (1,2)$. Alegerea unui $N > 2$ înseamnă deplasarea registrului cu o frecvență egală cu un multiplu al frecvenței de cod, ceea ce prezintă multiple dezavantaje, cum sunt necesitatea utilizării unor componente care să lucreze la frecvențe foarte înalte și creșterea artificială a dimensiunii registrului. O alternativă ar fi folosirea a două registre în paralel decalate cu 2δ , dar nici aceasta nu se justifică. Alegerea unui $N < 2$ fracționar ridică aceeași problemă; ca urmare se vor analiza doar cazurile N=1 și N=2, pentru care s-au reprezentat curbele în S corespunzătoare în figurile 7 și 8.

O analiză intuitivă a acestor caracteristici și analogia funcționării buclei DLL cu structura PLL arată că aducerea erorii normate de aliniere ε_t prin procesul de achiziție în domeniul pentru care panta curbei este pozitivă ($|\varepsilon_t| < 1/2$ pentru N=2 sau $|\varepsilon_t| < 1$ pentru N=1) va fi suficient pentru ca bucla să intre în sincronism. Deci banda de captură este [$-T_c/2, T_c/2$], respectiv [$-T_c, T_c$], rezultat confirmat

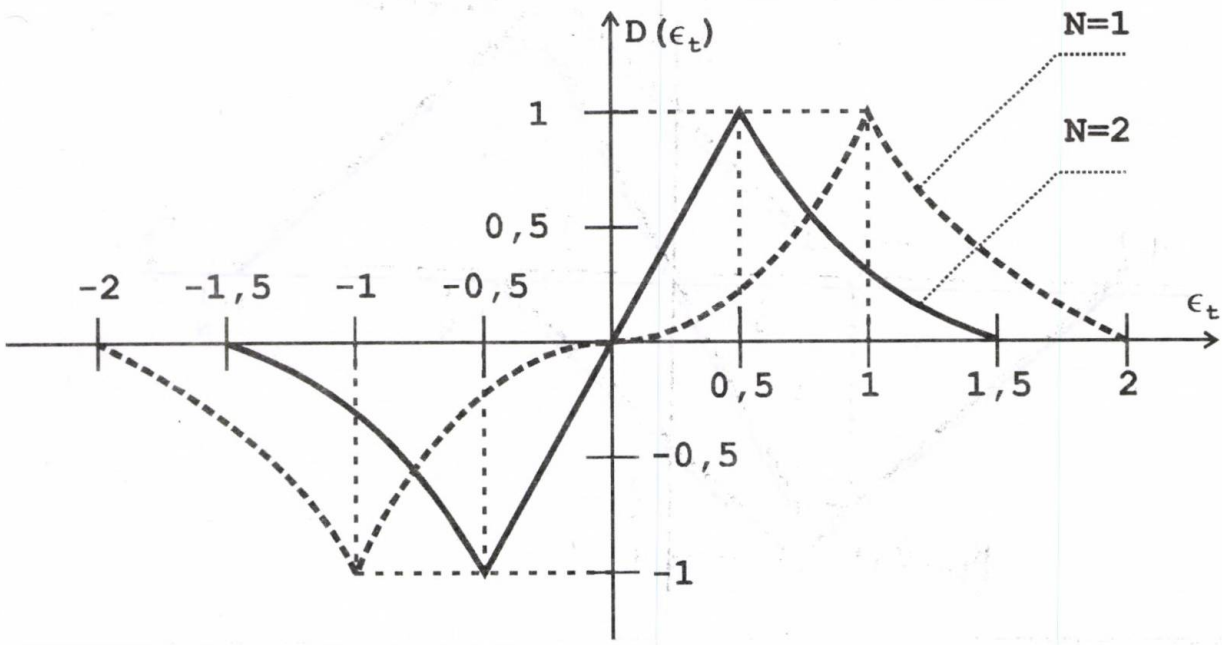


Fig. 7 - Curba în S a buclei DLL necoerente pentru N=1 și N=2

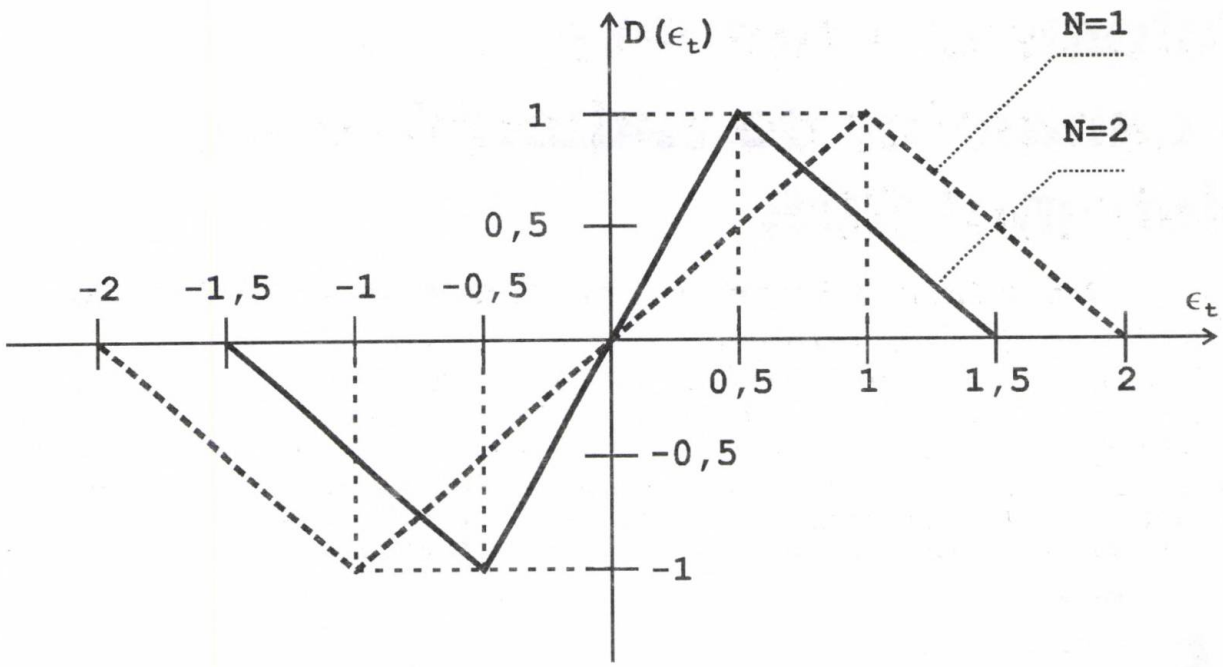


Fig. 8 - Curba în S a buclei DLL coerente pentru N=1 şi N=2

şi de analiza în planul fazelor [3]. Analiza pe baza curbei în S nu ţine cont de parametrii buclei, deci rezultatul astfel obţinut este valabil când ieşirea din procesul de achiziţie se face lent, amplificarea în buclă deschisă este foarte mare şi zgomotul este relativ mic.

Se remarcă faptul că pentru N=2 comportările buclelor DLL coerentă şi necoerentă sunt similare în banda de captură. Pentru N=1 caracteristica buclei DLL coerente este liniară în banda de captură, dar cu o pantă mai mică, ceea ce arată că procesul de intrare în sincronism este mai lent la aceeaşi amplificare în buclă deschisă.

Neliniaritatea caracteristicii buclei DLL necoerente sugerează o mai mare sensibilitate la zgomot după intrarea în sincronism. În consecinţă, dacă procesul de achiziţie se face destul de lent şi cu o eroare de cel mult $T_c/2$, atunci este de preferat folosirea buclei DLL pentru N=2.

De asemenea se observă că odată cu bucla DLL a intrat în sincronism, apariţia unei erori de aliniere mari ($|\tau - \tau'| > 1,5\ T_c$ pentru N=1, respectiv $|\tau - \tau'| > 2T_c$ pentru N=2) va conduce automat la pierderea sincronizării, atât pentru bucla coerentă cât şi pentru cea necoerentă.

Din cele de mai sus rezultă că avantajele folosirii buclei DLL coerente sunt destul de mici comparativ cu cea necoerentă. Aceasta din urmă are avantajul major al unei simplităţi constructive mai mari, ceea ce o face mult mai atractivă. Dar acest rezultat, bazat doar pe o analiză a curbei în S, nu este valabil decât în cazul unui proces de achiziţie lent şi în prezenţa unui zgomot redus. În plus, nu se ţine cont de influenţa pe care parametrii buclei (amplificarea în buclă deschisă, tipul şi banda filtrului de buclă) o au asupra diferitelor tipuri de bucle DLL. De aceea această analiză va trebui să fie dublată de studiul comportării în prezenţa zgomotului şi de studiul traiectoriilor în planul fazelor.

BIBLIOGRAFIE

[1.] R.C. Dixon - "Spread Spectrum Sistems" - John Wiley and Sons, New York, 1976.

[2.] W.J. Gill - "A comparison of binary delay-lock implementations" - IEEE Trans. Aerosp. and Electrical Syst. AES 2 July 1966.

[3.] J.K. Holmes - "Coherent Spread Spectrum Sistems" - John Wiley and Sons, New York, 1982.

[4.] M.K. Simon - Înoncoherent pseudonoise code tracking performance of spread spectrum receivers" - IEEE Trans. on Comm. COM 25, January 1977.

[5.] W.C. Lindsey - "Synchronization Systems in Communications and Control" - Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall 1972.

Folosirea eficientă a canalelor de radiodifuziune: sistemul RDS

Conf. dr. ing. Ion T. Marghescu (1), Dr. ing. Ştefan-Victor N. Nicolaescu (2) *

Cuvinte cheie: sisteme de radiocomunicaţii, raport semnal-zgomot, semnale MF.

În lucrare este prezentat sistemul recomandat de CCIR şi EBU pentru transmiterea de informaţii suplimentare folosind canale radio destinate radiodifuziunii MF. Acest sistem, cunoscut sub denumirea Radio-Data-System (RDS) a avut ca scop iniţial uşurarea acordului automat în cazul receptoarelor moderne. S-a constatat că, pe lângă destinaţia principală, sistemul permite o mulţime de alte aplicaţii. Sunt prezentate semnalele folosite, aplicaţiile la nivelul anului 1993, posibilităţile de implementare pe echipamentele existente şi o analiză a performanţelor realizate în prezenţa zgomotului.

1. Introducere

Folosirea eficientă a canalelor radio constituie o preocupare permanentă a specialiştilor în radiocomunicaţii. În acest perimetru de preocupări se înscrie tentativa de a utiliza canalele de radiodifuziune existente pentru a transmite şi alte informaţii.

Se pot da nenumărate exemple. Astfel în anul 1978 un colectiv condus de profesorul G. Cartianu breveta un sistem de transmitere a semnalelor de oră exactă prin modularea în frecvenţă, cu deviaţie foarte mică, a oscilaţiei purtătoare din radiodifuziunea MA [6].

În multe documente CCIR [1956 - 69c, 1966 - 69c, 1966 - 69d, 1966 - 69e, 1970 - 74a, 1982 - 86a, 1986 - 90a] sunt descrise sisteme de transmitere a unor căi suplimentare de sunet, de calitate inferioară, prin modularea în amplitudine sau în frecvenţă a unor subpurtătoare având frecvenţele cuprinse între 24, 25 kHz şi 70,75 kHz. Studiile efectuate au condus la concluzia că soluţia care permite cea mai redusă influenţă asupra căii principale şi calitatea cea mai bună pentru calea suplimentară constă în folosirea unei subpurtătoare modulată în frecvenţă. Valoarea optimă a frecvenţei subpurtătoarei este de 67 kHz iar deviaţia maximă a semnalului MF datorată acesteia este de cca 15% din deviaţia maximă.

În multe ţări din Europa de vest a fost introdus un sistem care transmite date pentru realizarea acordului automat şi informaţii cu privire la trafic pentru automobilişti (sistemul ARI, document CCIR 1970 - 74c) prin modularea în amplitudine a unei subpurtătoare de 57 kHz (armonica a treia a frecvenţei pilot transmisă odată cu semnalul stereo complex) [5]. Sunt, de asemenea, menţionate experimente [CCIR 1970 - 74e, 1982 - 86b] în care se crează unul/două canale suplimentare folosite pentru transmiterea de date sau pentru transmiterea altor informaţii numerice.

În sfârşit, în 1986 [documentul CCIR, 1986 - 90b] este descris un sistem care permite transmiterea suplimentară a unui canal audio MA (frecvenţa subpurtătoarei de 72 kHz), a unui canal de radiodifuziune de date (RDS, subpurtătoarea de 57 kHz) şi a unui canal de transmitere de date cu viteza de 9,6 kbit/s (subpurtătoarea de 75 kHz).

Toate aceste studii orientate spre folosirea mai eficientă a spectrului au relevat importanţa problemei şi au impus emiterea unor reglementări CCIR pentru ca sistemele realizate să aibă o arie de aplicabilitate mai largă. Sistemul RDS, care face obiectul acestei analize este reglementat prin recomandarea 643 - 1 [1].

2. Principiul de funcţionare şi aplicaţiile sistemului RDS

Odată cu extinderea explozivă a radiodifiziunii MF, cu creşterea dificultăţii de a realiza acordul pe staţia dorită, a apărut ideea transmiterii unor informaţii de identificare a staţiilor MF, a programelor transmise etc. Aceste informaţii pot fi folosite de sistemele de acord automat pentru:

- a selecta postul cel mai puternic care transmite o anumită emisiune (opţiune foarte importantă în cazul receptoarelor mobile care pot trece din zona de lucru a unei staţii în zona alteia);
- a selecta un anumit program;
- a selecta o anumită emisiune; - etc.

Se recomandă ca pentru transmiterea acestor informaţii să se folosească o subpurtătoare având frecvenţa de 57 kHz ± 6 Hz. Alegând această valoare

* (1) Universitatea Politehnică din Bucureşti, (2) Centrul Naţional de studii şi cercetări pentru comunicaţii

se asigură compatibilitatea atât cu sistemele monofonice cât şi cu cele stereofonice. Dacă sistemul RDS se introduce în ţări unde este în uz sistemul ARI, atunci semnalele corespunzătoare vor modula subpurtătoarea de 57 kHz în cuadratură.

Analizând capacitatea canalului astfel creat s-a ajuns la concluzia că alături de informaţiile menţionate se pot transmite multe altele. Aplicaţiile semnalelor recunoscute de decodoarele RDS actuale sunt date în tabelul 1; se remarcă gruparea lor pe aplicaţii, denumirea acestor semnale şi simbolul asociat.

Se constată că sistemul poate prelua funcţiuni de apel selectiv (radiopaging) extrem de avantajoase pentru companiile de radiodifuziune, de alarmă în caz de catastrofe, de transmitere a unor avertismente şi anunţuri pentru transportul auto etc.

3. Structura datelor RDS şi formarea semnalului modulator complex

Aşa cum seobservă în figura 1 datele transmise în sistemul RDS sunt organizate în grupuri de 104 biţi; fiecare grup este, la rândul său, format din 4 blocuri a câte 26 biţi. Fiecare bloc conţine două cuvinte:

- un cuvânt de informaţie format din 16 biţi ;
- un cuvânt de control de 10 biţi.

Cuvântul de control serveşte pentru corectarea unor erori; pentru a realiza identificarea blocurilor, la cuvântul de control se adună un cuvânt de sincronizare (offset word).

Funcţie de informaţia transmisă grupurile pot fi de mai multe tipuri; tipul unui grup este identificat printr-un cod (GA) de 4 biţi plasat în blocul 2. Semnificaţia celor 16 combinaţii posibile este dată în tabelul 2. Este util de precizat că se disting două

Tabelul 1 - Simboluri şi aplicaţii ale mesajelor RDS

Destinaţia	Simbol	Denumire mesaj	Conţinutul mesajului
Acord automat	PI	Program Identification	Biţi cu privire la: ţară, corporaţie, program, zonă etc.
	PS	Program Service Name	Numele programului format din max. 8 car. ASCII
	TP	Traffic Program Identification	Identifică emiţătoarele care transmit informaţii despre trafic
	PTY	Program Type	Biţi de identificare ref.la conţinutul emisiunii : ştiri, sport, muzică uşoară sau clasică etc.
	AF	Alternative Frequencies	O listă cu frecvenţele posturilor adiacente care transmit acelaşi program
Comutare RR	TA	Trafic Announcement Identification	Un semnal care identifică intervalul când se transmit informaţii despre trafic (pentru a comuta sau a mări volumul pentru anunţuri)
	DI	Decoder Identification	Semnal de comutare mono/stereo (echivalent pilotului de 19 kHz), de comutare compresor etc.
	MS	Music/Speech Identification	Un bit care permite identificarea celor două tipuri de emisiuni
	PIN	Program Item Number	Semnal conţinând date despre un program perntru a permite pornirea automată a receptorului sau a sistemului de înregistrare la momentul transmiterii
	RT	Radio Text	Un semnal conţinând 64 caractere, prin care se dau informaţii despre programul transmis (ex. numele interpretului, titlul cântecului etc.)
Alte aplicaţii	RP	Radio Paging	Semnale de apel selectiv regional sau naţional
	EBS	Emergency Broadcasting System	Semnal care se transmite pentru avertisment în cazul unor catastrofe
	CT	Clock Time	Semnal care conţine informaţia de oră exactă
	TMC	Trafic Message Control	Semnal folosit pentru transmiterea numerică a unor informaţii despre trafic cuprinzând zonele de valabilitate, numărul autostrăzii etc.
	EON	Enhanced other Networks	Semnal prin care se transmit date (PI, PIN, TP etc.) cu privire la cel mult alte opt emisiuni
	IH	In-House Application	Semnal utilizabil pentru a transmite date interne: identificarea originii programului, comenzi de comutare pentru emiţătoare etc.

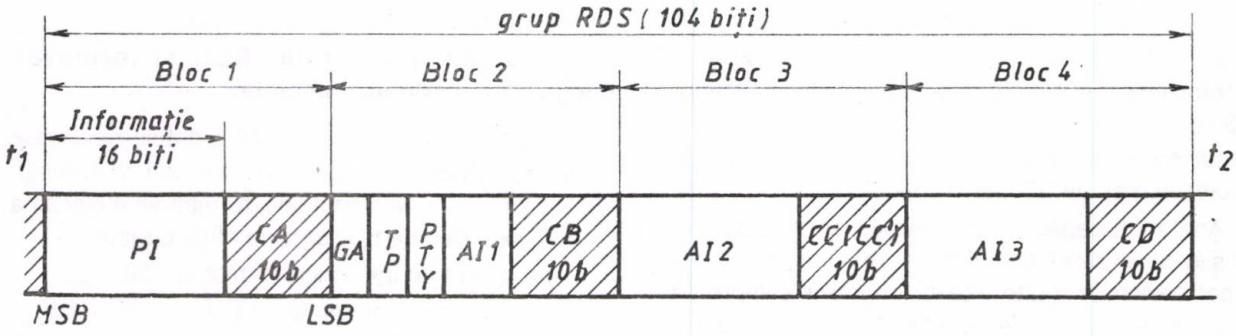


Figura 1. Structura datelor transmise în sistemul RDS: PS - TP - PTY poziţii rezervate pentru informaţiile de acord cu aceste simboluri; GA - 5 biţi folosiţi pentru identificarea tipului şi versiunii grupului RDS; AI1 - 3 informaţie al cărei conţinut este identificat de adresă (primii patru biţi din GA); CA - CD cuvine de control însumate cu cuvinte de sincronizare.

versiuni de structură a grupurilor: A şi B. În versiunea B codul PI este repetat în blocul 3 pentru a accelera procesul de căutare; cele două versiuni sunt identificate prin valoarea bitului B_0 (0->A/1->B).

Transmiterea datelor se face sincron fără pauze între grupuri sau blocuri. Viteza de transmisiune este de 1187.5 bit/s; tactul corespunzător se obţine prin divizarea frecvenţei subpurtătoarei cu 48. Codificarea datelor se face diferenţial iar semnalul generat în banda de bază este bifazic.

Semnalul bifazic este prelucrat cu un filtru trece - jos de tip cosinusoidal, de fapt de secţiunea repartizată la emisie a acestuia. Caracteristica globală a filtrului cosinusoidal este:

$$H(\omega) = \begin{cases} 2T\cos\dfrac{\omega T}{2}, & \omega \le \dfrac{\pi}{T} \\ 0 & \omega > \dfrac{\pi}{T} \end{cases} \qquad (1)$$

unde T reprezintă perioada de semnalare (T=1/1187,5 s). Funcţia (1) este repartizată în mod egal între emisie şi recepţie. Semnalul obţinut după filtrul trece - jos modulează MA - PS subpurtătoarea de 57 kHz iar apoi, împreună cu semnalul stereo/mono, formează semnalul modulator complex (g (t) - figura 3) a cărui densitate spectrală este reprezentată în figura 2. Având în vedere parametri filtrului de formare se constată că banda ocupată de semnalul modulat RDS este de cca 4 kHz. O schemă bloc prin care sunt puse în evidenţă etapele care, principal, trebuie parcurse de un semnal de date pentru a fi transmise în sistemul RDS este dată în figura 3 iar evoluţia semnalului în diverse puncte ale schemei în figura 4. Procesul de prelucrare a semnalului poate fi urmărit cu uşurinţă reprezentând o transpunere directă a celor descrise mai sus. Evident, în sistemele reale, moderne, se pot folosi procedee numerice de generare a semnalului modulat când blocurile menţionate îşi pierd individualitatea.

Pentru a nu afecta semnalul principal şi pentru a nu lărgi banda ocupată s-a ajuns la concluzia că nivelul semnalului RDS trebuie ales în aşa fel încât să realizeze o deviaţie de frecvenţă cuprinsă între ±1 kHz şi ±7.5 kHz; valoarea tipică este de ±2 kHz.

Tabelul 2 - Identificarea informaţiei transmise într-un grup RDS

Tipul grupului		Aplicaţii
Codul zecimal	Codul binar A_3, A_2, A_1, A_0, B_0	
0	0 0 0 0 X	Acord şi informaţii de comutare
1	0 0 0 1 X	Identificare de program (PIN)
2	0 0 1 0 X	Radiotext
3	0 0 1 1 X	Aplicaţie nedefinită în Rec. 643-1
4	0 1 0 0 0	Ora şi data
5	0 1 0 1 X	Canal transparent pentru date şi text
6	0 1 1 0 1	Date interne
7	0 1 1 1 X	Radiopaging
8-13		Aplicaţii nedefinite în Rec. 643-1
14	1 1 1 0 X	Informaţii despre alte emisiuni

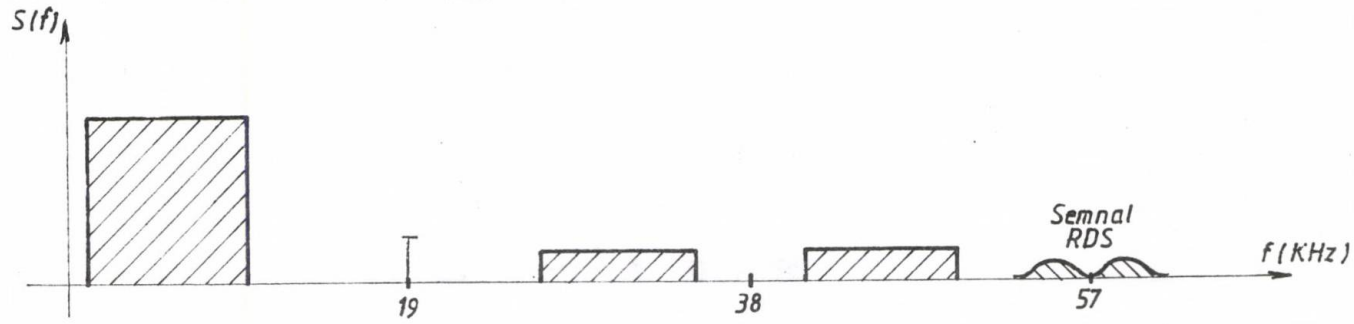
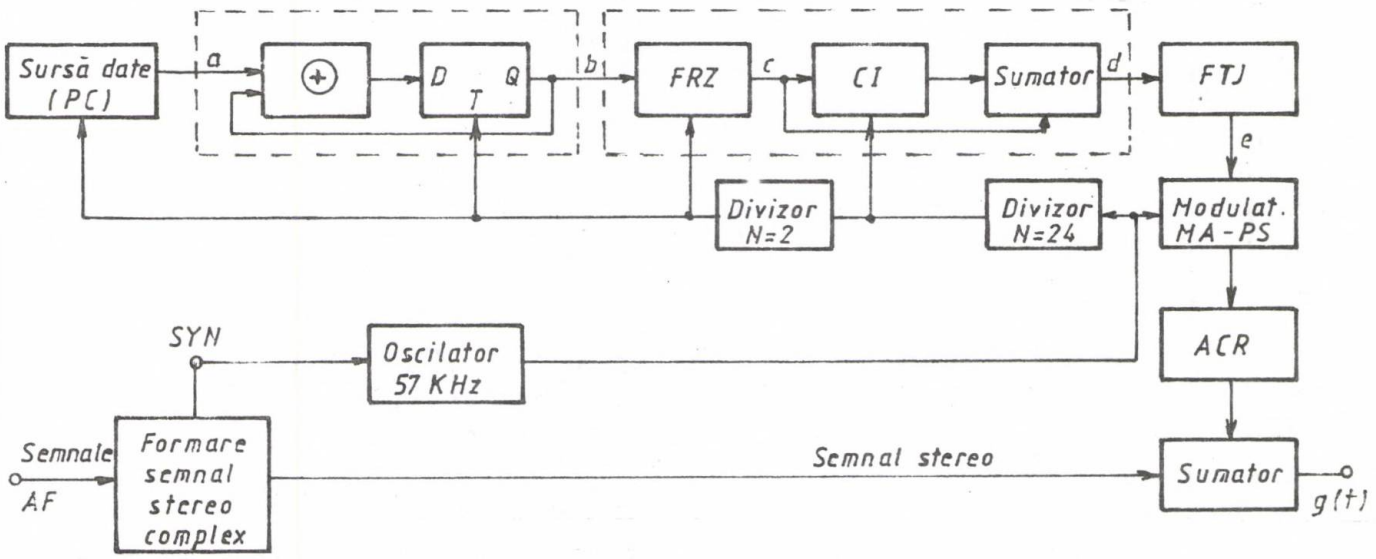


Figura 2.
Densitatea spectrală a semnalului modulator complex format din semnalul stereo şi semnalul RDS.



Fidura 3. O schemă bloc care ilustrează formarea semnalului modulator complex; FRZ formator semnal Return - to - zero (RZ); CI - circuit de întârziere; FTJ - filtru trece-jos; ACR - amplificator cu câştig reglabil.

4. Demodularea semnalelor RDS şi performanţele realizate în prezenţa zgomotului

Nivelul redus al deviaţiei de frecvenţă care revine transmisiunilor RDS ca şi aspectele specifice comportării semnalelor MF în prezenţa zgomotului impun o prelucrare a semnalului recepţionat pentru a se obţine performanţe cât mai bune pentru semnale recepţionate de nivele cât mai mici. Limitele în care sistemul poate funcţiona în mod corespunzător rezultă din analiza care urmează.

Se presupun valabile ipotezele general utilizate în studiul sistemelor de comunicaţie MF care lucrează în prezenţa zgomotului [9], adică zgomotul se consideră a fi aditiv, alb, gaussian, de valoare medie zero şi densitate spectrală de putere pentru frecvenţe pozitive, N_0. Sistemul se consideră realizat cu blocuri ideale. Este interesantă situaţia când raportul semnal - zgomot de intrare este mare aşa cum se întâmplă în condiţiile reale de funcţionare pentru sistemele de radiodifuziune.

În ipotezele menţionate, pentru a evalua raportul semnal - zgomot la ieşire, se determină puterea semnalului demodulat în absenţa zgomotului şi puterea de zgomot în absenţa modulaţiei.

Semnalul RDS la ieşirea demodulatorului MF este dat de expresia:

$$S_d(t) = \eta_D \Delta\omega_{RDS} f(t), \qquad (2)$$

unde:

- η_d - reprezintă randamentul detectorului MF;
- $\Delta f_{RDS} = \Delta\omega_{RDS} / 2\pi$ - deviaţia maximă de frecvenţă realizată de mesajul RDS;
- f(t) - semnalul modulator RDS normat ($|f(t)| \le 1$).

Având în vedere că este vorba de o modulaţie de tip MA - PS realizată cu un semnal modulator bipolar provenit din filtrarea unui semnal RZ (figura 4 - d), într-o primă aproximaţie, se poate considera că puterea este constantă şi egală cu puterea subpurtătoarei nemodulate, deci:

$$P_{SO} = \eta_D^2 \frac{\Delta\omega_{RDS}^2}{2}. \qquad (3)$$

Zgomotul rezultat după demodulator în absenţa modulaţiei poate fi scris:

$$Z_d(t) = \frac{\eta_d}{U_o} \cdot \frac{dy}{dt} \qquad (4)$$

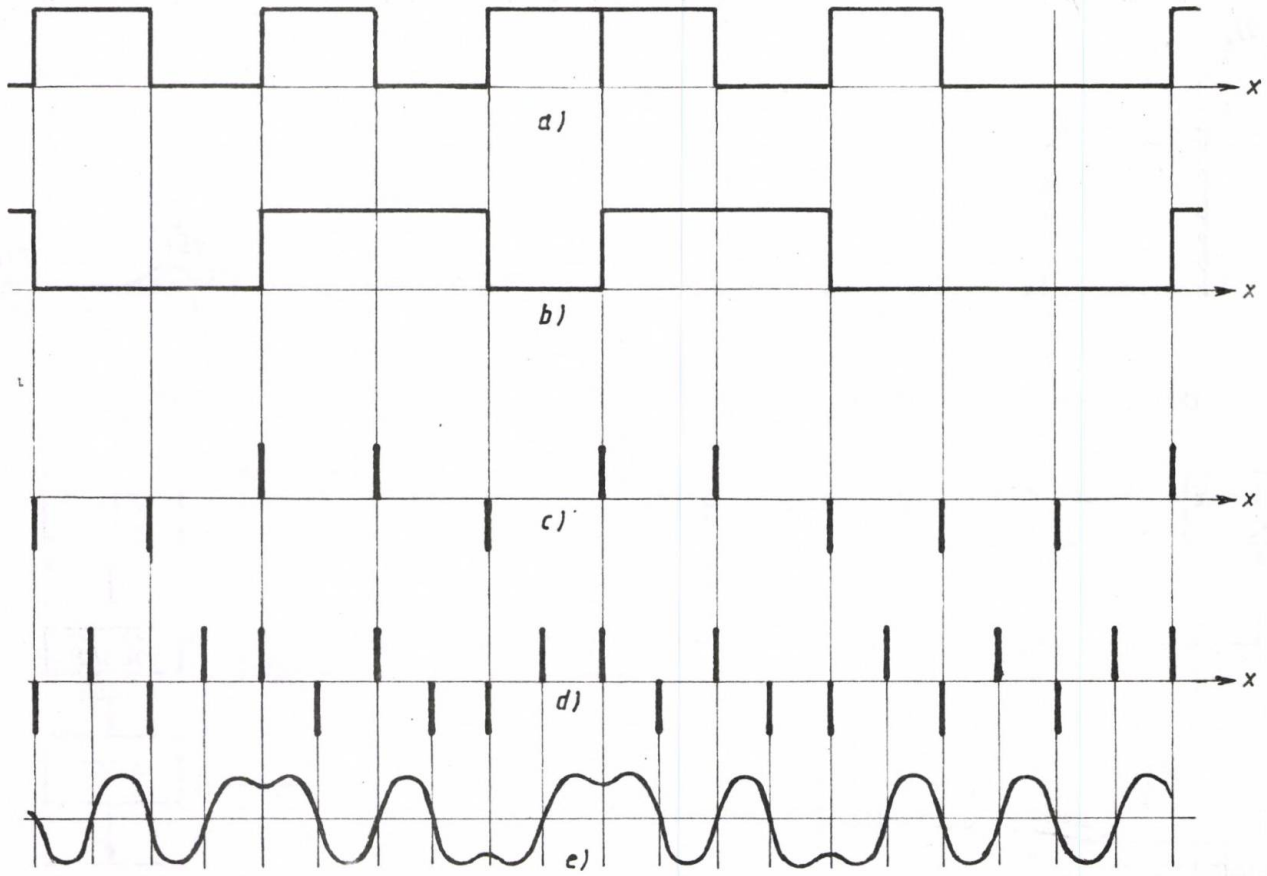


Figura 4. Semnalele în diverse puncte ale schemei bloc date în figura 3 : a) semnalul putrtător de date; b) semnalul modulat diferenţial; c) semnalul RZ; d) semnalul bifazic; e) semnalul după filtrul de formare.

unde:

- y(t) reprezintă componenta modulatoare de joasă frecvenţă a zgomotului de bandă îngustă existent la intrarea demodulatorului; se demonstrează [14] că y(t) este zgomot alb, gaussian, de valoare medie nulă, având densitatea spectrală egală cu $2N_0$ pentru $f \le B_{MF}/2$;

- U_0 - amplitudinea semnalului MF la intrarea demodulatorului.

Densitatea spectrală de putere a zgomotului $z_d(t)$ este [9] :

$$W_{zd}(f) = \eta_D^2 \frac{8\pi^2 N_o}{U_o^2} f^2 \qquad (5)$$

Considerând că semnalul RDS se extrage cu un filtru trece bandă ideal având frecvenţa centrală $f_c=f_{sp}$, şi o bandă de trecere B_{RDS} se obţine puterea zgomotului la ieşire:

$$P_{zo} \approx 8\pi^2 \frac{\eta_D^2 N_o}{U_o^2} B_{RDS} f_{sp}^2 \qquad (6)$$

Raportul semnal - zgomot corespunzător este:

$$RSZ_o = \frac{P_{so}}{P_{zo}} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta f_{RDS}^2 B_{MF}}{f_{sp}^2 B_{RDS}} RSZ_i \qquad (7)$$

Luând în consideraţie valorile uzuale, adică $\Delta f_{RDS} = 2$ kHz, $B_{MF} \approx 185$ kHz, $B_{RDS} \approx 4$ kHz şi $f_{sp} = 57$ kHz se obţine:

$$\frac{RSZ_o}{RSZ_i} \approx -15{,}2\ dB \qquad (8)$$

Pentru a realiza o comunicaţie corespunzătoare pentru mesaje scurte (mesajele folosite pentru acord) s-a constatat [3] că este necesară realizarea unei probabilităţi de eroare $P_e < 10^{-2}$. Această valoare se obţine la un raport semnal - zgomot după demodulare, $RSZ_o > 6$ dB. Pentru un radioreceptor cu un factor de zgomot de 7 dB calculele conduc la un nivel al semnalului de intrare, aplicat de la un generator având rezistenţa internă de 50 Ω, de cca 9,7 μV. Această valoare este destul de apropiată de cea determinată experimental [3] care este de cca 6 μV. Pentru mesaje mai lungi la care se impune realizarea unei probabilităţi de eroare $P_e \ge 10^{-4}$ este necesar un semnal MF ceva mai mare (cu cca 3-4 dB).

Toate aceste aspecte justifică necesitatea realizării unei scheme complexe pentru demodulatorul RDS (figura 5). Filtrul trece bandă trebuie să realizeze un factor de transfer cât mai apropiat de cel ideal. Din acest motiv este necesar să se apeleze la soluţii moderne cum ar fi realizarea sub forma unei structuri cu capacităţi

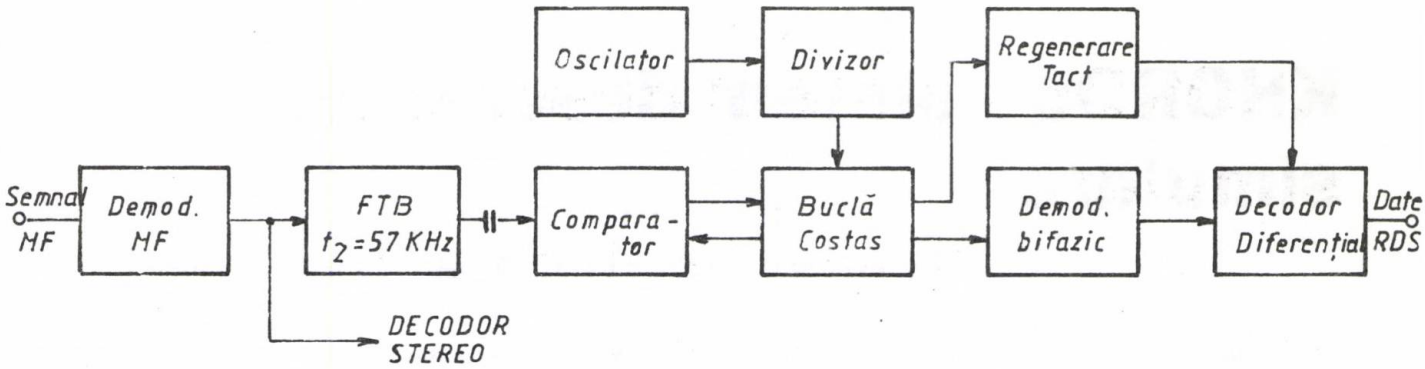


Figura 5. O schemă bloc care poate fi folosită pentru demodularea semnalului RDS

comutate care permite realizarea convenabilă a unui filtru de ordinul 8.

Evident, acest filtru trebuie precedat de un filtru analogic anti-aliere (anti-alliasig filter) şi urmat de un filtru de netezire.

Semnalul RDS filtrat este demodulat refăcându-se semnalul bifazic cu un comparator încadrat într-o buclă Costas care permite extragerea datelor odată cu realizarea sincronizării de fază şi de frecvenţă a purtătoarei generate local [9]. Rolul celorlalte blocuri din schema bloc dată în figura 5 este evident. O astfel de soluţie devine competitivă, adică nu măreşte în mod excesiv preţul radioreceptorului, numai dacă este realizată sub forma unui circuit integrat MSI [10].

5. Concluzii

Se poate afirma că sistemul RDS care-şi confirmă utilitatea în foarte multe ţări din Europa şi din America de Nord a devenit o necesitate. În prezent introducerea unui astfel de sistem pe o staţie de emisie MF existentă este cum nu se poate mai simplă existând echipamente care prelucrează în întregime datele primite de la un calculator formând semnalul modulator complex [13]. În măsura în care numărul de receptoare echipate cu demodulator şi decodor RDS creşte sistemul este atât util cât şi rentabil. Aceasta se poate realiza, pe de o parte, prin importarea de receptoare echipate în acest scop şi, pe de altă parte, prin demararea unor studii privind realizarea unor adaptoare care pot fi folosite cu o eficienţă, evident, mai redusă în unele dintre receptoarele existente. Acţiunea se poate compara cu introducerea sistemului de teletext în echipamentele de radioteleviziune cu toate că, procentual, numărul de receptoare TV cu teletext era mic.

BIBLIOGRAFIE

[1] CCIR : System for automatic Tuning and other Applications in FM Radio Receivers for Use with the Pilot-tone system, Rec. 643-1, 1986.

[2] UER : Specifications of the Radio Data System RDS for VHF/FM Sound Broadcasting. Doc tech. 3244-E, march 1984.

[3] CCIR : Emmision simultanée, avec un seul emetteur, de plusieurs programmes ou d'autre signaux en radiodiffusion sonore a modulation de frequénce, Rapport 463-4 (mod F) 1970-1986.

[5] CCIR : Le système ARI d'information radiodiffusées pour automobilistes, Doc. CCIR 1970-74c, Doc. CCIR 1982-86c.

[6] Cartianu G., Marghescu I. şi alţii : Procedeu şi instalaţie de transmitere a orei exacte, brevet de inv nr. 58208/1974.

[7] Dambacher, P. : Emission de données en radio : Un nouveau service en radiodiffusion VHF-FM, Actualitées de Rohde & Schwartz nr. 107, 1984, pp. 16 - 19.

[8] Mayr J. : So kommt RDS zum Sender, Funkschau 59, nr. 16, 1987, pp. 27 - 30.

[9] Constantin I., Marghescu I. : Transmisiuni analogice şi digitale, Ed. Tehnică, 1994.

[10] * * * - Phillips Semiconductors, Radio Data System Demodulator, 1989 pp. 291 - 297.

[11] Whythe D.J. : The transmission of two programmes from band II (two) transmitters: an assessment of "storecasting", Revue de l'UER 161, fèvrier 1977, pp. 20 - 29.

[12] Yamamoto, T., Masuko, Y. et Yamane, H. : An experimental system of FM data-broadcasting, NHK. Lab. Note, 293, decembre 1983.

[13] Drews, W. : R & S software : New RDS software for Radio Data Coder DMC, News from Rhode & Schwartz nr. 140, 1993, pp. 32 - 34.

[14] Stein S., Jones J. : Modern Communication Principles, McGraw-Hill Book Company, New York 1967.

KHOROS - sistem deschis de simulare

Dr. Nicolae D. Coţanis, Irina F. Birişan, Mircea D. Oancea *

Cuvinte cheie: mediul de simulare KHOROS, reprezentare vizuală a algoritmilor, metode de simulare în radiocomunicaţii, simularea unui canal radio mobil de bandă îngustă.

Datorită instrumentelor putenice pe care le pune la dispoziţie pentru dezvoltarea de noi subrutine, sistemul KHOROS este un potenţial mediu de simulare în domeniul radiocomunicaţiilor. Limbajul de nivel înalt, "vizual", folosit de interfaţă cu utilizatorul îi permite acestuia să se concentreze strict asupra dezvoltării aplicaţiei, eliberându-l de sarcini suplimentare legate de respectarea unei sintaxe rigide, etc. După o prezentare generală a pachetului de programe KHOROS se descrie, pe baza unui exemplu, metoda de inserare de noi subrutine. Cazul studiat este simularea unui canal radio mobil de bandă îngustă.

1. INTRODUCERE

Creşterea continuă a performanţelor şi implicit a complexităţii sistemelor de radiocomunicaţii de toate tipurile, precum şi a metodelor de prelucrare a semnalelor a atras după sine dezvoltarea unor sisteme de simulare şi modelare care se doresc a fi din ce în ce mai eficiente şi performante din punctul de vedere al uşurinţei construcţiei aplicaţiei de simulare cât şi din perspectiva extinderii cu noi module.

Un astfel de mediu de dezvoltare pentru aplicaţii de simulare este pachetul KHOROS, conceput de către un grup de specialişti de la University of New Mexico (UNM), SUA, începând din anul 1990. Scopul iniţial al proiectului a fost dezvoltarea unui sistem flexibil de simulare în prelucrarea de imagini bazat pe o puternică reutilizare a programelor, în final rezultând o platformă de similare cu aplicabilitate în orice domeniu care implică prelucrarea semnalelor.

Caracteristica cea mai importantă a acestui pachet, care conferă un înalt grad de abstractizare, este limbajul vizual de reprezentare a algoritmilor.

Ideea de bază a sistemului de a pune la dispoziţie o interfaţă standard, flexibilă atât din punctul de vedere al utilizatorului direct[1] al cărui prim obiectiv este modelarea/simularea unor procese. cât şi din punctul de vedere al utilizatorului care urmăreşte extinderea sistemului prin scrierea de noi module specifice unui anumit domeniu.

Pentru utilizatorul direct KHOROS este alcătuit din: interfaţa vizuală de descriere a algoritmilor (programul CANTATA care implementează limbajul vizual), module de prelucrare (vroutine în terminologia KHOROS) împreună cu legăturile care specifică fluxul de date dintre acestea şi interfeţe de prezentare grafică a datelor (programele XPRISM2, XPRISM3, IMAGEVIEW, etc).

KHOROS este însă un sistem deschis care permite crearea de noi module (rutine). KHOROS se constituie într-un cadru care pune la dispoziţie programatorului biblioteci clasice de prelucrare numerică (LINPACK, EISPACK, etc) şi biblioteci de funcţii de nivel înalt pentru interfaţarea programului scris de utilizator cu resursele sistemului, asigurând astfel portabilitatea programelor pe alte maşini. Rutinele KHOROS nou create beneficiază de aceleaşi posibilităţi ca cele originale doar prin folosirea unor funcţii de bibliotecă, lăsând utilizatorul să se concentreze numai pe problema implementării noului algoritm de prelucrare.

Articolul conţine o dscriere generală a pachetului KHOROS punându-se accentul pe extinderea sa, prin scrierea de noi rutine, cu exemplificarea detaliată în cazul implementării unui simulator de canal radio mobil de bandă îngustă [1].

2. DESCRIERE GENERALĂ

2.1. Portabilitatea

Pachetul KHOROS este disponibil pe mai multe platforme UNIX (SUN, SGI, MIPS, DEC, i386/468, etc.) şi este distribuit de UNM sub formă de surse scrise majoritatea în C şi doar o mică parte în FORTRAN. Drepturile de copyright aparţin UNM dar sursele sunt publice, şi pot fi obţinute prin **anonymous ftp** de la **ftp. eec. unm. edu.** Pentru celelalte sisteme UNIX, de

* Universitatea Politehnică Bucureşti

[1] Utilizator fără cunoştinţe în domeniul limbajelor de programare

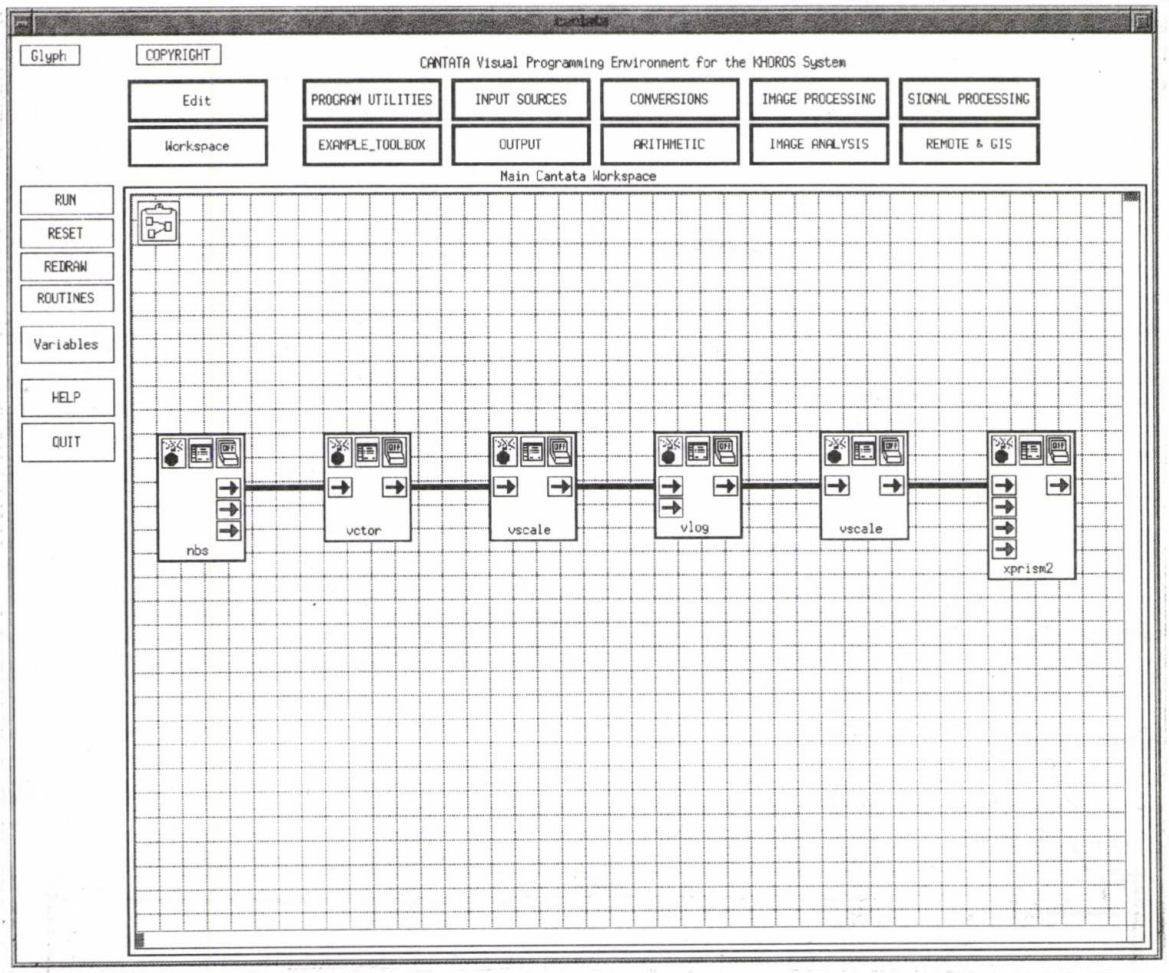


Figura 1: Workspace Cantata reprezentând un algoritm de prelucrare

exemplu Linux[2] sunt disponibile patch-uri. Caracteristicile unui sistem pe care se doreşte instalarea sunt: UNIX compatibil System V şi/sau BSD, X Windows (minim X11R4) şi compilatoare de C şi FORTRAN şi kit-urile de dezvoltare corespunzătoare.

Versiunea KHOROS 1.0.5 instalată complet pe sistemul de operare Linux necesită aproximativ 100 Mb, iar pe o staţie SUN aproximativ 150 Mb.

Pachetul KHOROS a fost instalat pe calculatoare 486DX 33 şi 486DX2 66 cu 8 Mb RAM, partiţii de disc de 180-260 Mb, sub Linux (SLS 1.03 şi Slackware 1.2.1).

2.2. Descrierea algoritmilor - Limbajul vizual

Dezvolarea aplicaţiilor se face cu programul CANTATA prin descruerea vizuală a algoritmilor de prelucrare.

Fiecare temă de simulare (algoritm) este descrisă printr-o succesiune de module conectate între ele (figura 1). Fiecare modul este reprezentat printr-un dreptunghi **(glyph).**

La rândul său, fiecare **glyph** conţine minimum trei butoane cu funcţiile: ştergere, stabilire parametrii, lansare în execuţie (figura 2).

Desfăşurarea programelor de simulare poate fi descrisă ca un graf orientat în care **glyph** reprezintă nodurile iar liniile de legătură arcele (figura 1). Comenzile folosite în CANTATA pentru descrierea programului de simularte sunt similare cu cele ale unui program de editare de desene. **glyph** pot fi copiate şi mutate automat cu legăturile lor. O legătură (arc) poate fi schimbată sau ştearsă prin selectarea ei şi a comenzii corespunzătoare. Fiecare subrutină **(glyph)** intră automat în execuţie atunci când îi sunt transferate la intrare datele de ieşire ale subrutinelor sursă. CANTATA

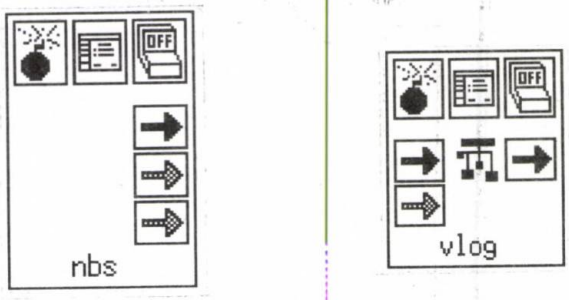


Figura 2 : Detaliu Glyph-uri

[2] UNIX pentru PC 386/486 distribuit gratuit de Free Software Foundation

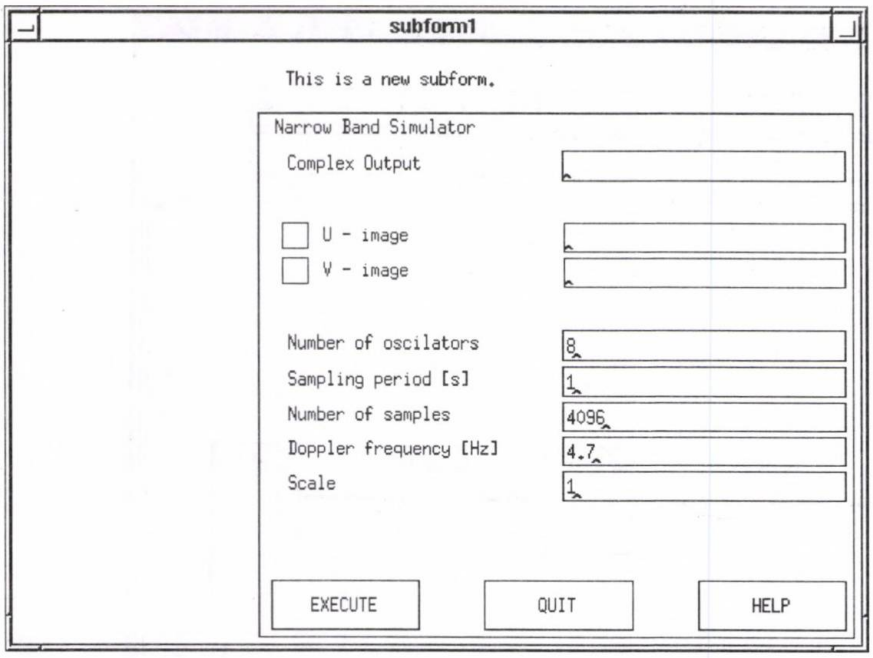


Figura 3: Exemplu de pane: dialog cu parametrii unei rutine

coordonează transferul de date între subrutine, preia, interpretează şi execută comenzile utilizatorului.

Un exemplu de fereastră (workspace) CANTATA realizat pentru vizualizatea anvelopei recepţionate la emisia unei purtătoare sinusoidale printr-un canal radio mobil de bandă îngustă este prezentat în figura 1. **glyph**-ul **nbs** reprezintă programul de simulare a canalului care generează o anvelopă complexă Rayleigh [1]. **glyph**-urile **vctor, vscal, vlog, vscal** transformă anvelopa complexă în anvelopă reală exprimată în dB, care este vizualizată (figura 7) cu programul XPRISM2.

Conexiunile dintre **glyph**-uri reprezintă de fapt fişiere temporare prin care comunică diferitele rutine. Fişierele sunt denumite implicit atunci câbd se stabileşte o nouă conexiune. Rutinele sunt programe distincte care primesc în linia de comandă numele fişierelor de intrare, ieşire şi alţi parametri şi sunt rulate în background (fundal) de către CANTATA. Opţional o rutină se poate rula pe o altă maşină dintr-o reşea locală pe care este instalat KHOROS, caz în care centrul **glyph**-ului

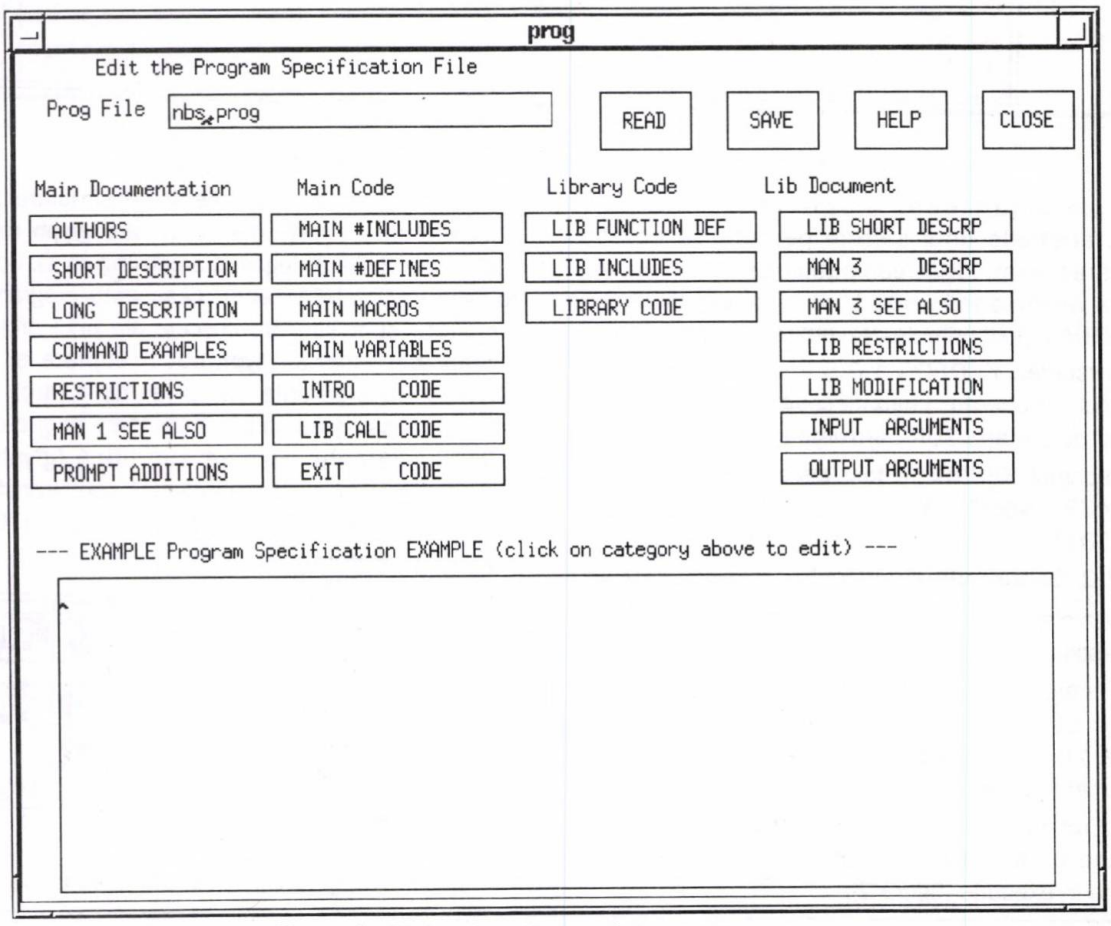


Figura 4 : Dialog de editare a fişierului *. pane

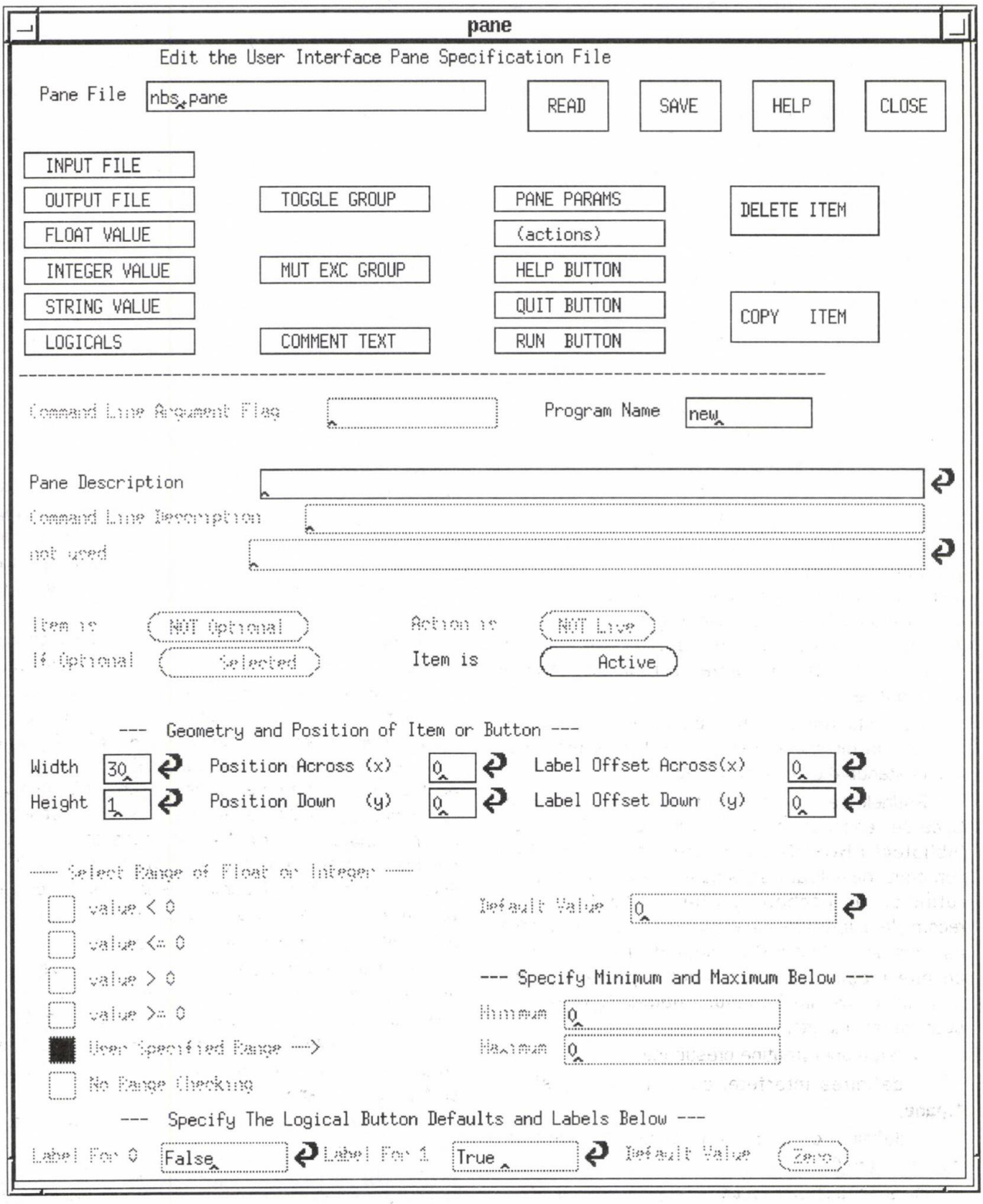


Figura 5 : Dialog de editare a fișierului *.prog

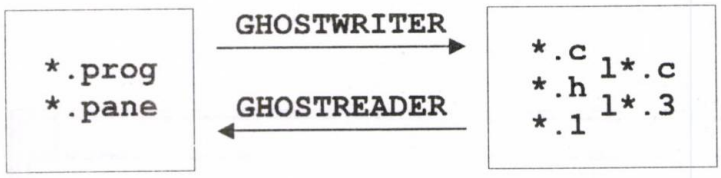


Figura 6 : Relaţia dintre fişierele *.prog, *.pane, *.c, *.h, *.1, 1*.c, 1*.3 cu rutinele GHOSTWRITER şi GHOSTREADER

asociat (figura 2) apare un buton prin care se alege maşina dorită 2.6.

Exemplul din figura 1 este foarte simplu. CANTATA permite construcţia de algoritmi de prelucrare mult mai sofisticaţi, care includ bucle, subrutine (**glyph** ce reprezintă un grup de **glyph**-uri, etc).

Fereastra de dialog (pane în terminologia KHOROS) cu parametrii rutinei nbs este reprezentată în figura 3. Ea foloseşte pentru a preciza numărul de eşantioane din semnal ce vor fi generate, perioada de eşantionare, frecvenţa Doppler, scala semnalului produs, etc.

2.3. Extensibilitatea KHOROS

Extinderea KHOROS este posibilă în orice domeniu care presupune simulări numerice.

În KHOROS există două tipuri de rutine: vroutine şi xvroutine. vroutine sunt concepute strict pentru a prelucra datele, iar xvroutine pentru interfaţa grafică cu utilizatorul. Acestea din urmă trebuie rulate sub X Windows, iar construcţia lor este semnificativ mai complicată. În cele ce urmează se prezintă construcţia unei vroutine.

Mai multe rutine pot fi grupate, după domeniul de utilizare, în biblioteci speciale, toolbox, acesta fiind modul standard de extindere a KHOROS.

Rutinele se scriu în ANSI C pentru a fi portabile. Dacă se respectă convenţiile de a apela funcţii din biblioteci KHOROS atunci vroutine şi xvroutine construite de utilizator se bucură de toate proprietăţile rutinelor din pachetul de bază KHOROS: pot fi recompilate fără probleme pe orice maşină pe care este instalat deja KHOROS, pot fi distribuite la rulare pe alte maşini din reţea, sunt capabile să facă automat conversia formatului datelor între diferite tipuri de maşini, etc.

Crearea unei vroutine presupune :

- definirea interfeţei cu utilizatorul (fişierul ***.pane**)
- definirea programului de prelucrare propriu-zis (fişierul ***.prog**)

Crearea fişierelor ***.pane** şi ***.prog** se poate face cu un editor de text **(vi, emacs, xedit, joe)** sau cu mediul integrat composer care permite atât definirea interactivă a pane-ului (figura 4) cât şi editarea fiecărei secţiuni din ***.prog** în parte (figura 5).

Interfaţa cu utilizatorul, prin fişierul ***.pane**[3], stabileşte parametrii preluaţi de rutina din linia de comandă şi modul de reprezentare al acestora în pane-ul asociat rutinei. Un exemplu de astfel de fişier este prezentat în detaliu în secţiunea 3.2.

Definirea programului de prelucrare se face prin fişierul ***.prog**. Principiul de construcţie a oricărei vroutine este prezentat în continuare. Programul este alcătuit din funcţia main al cărui rol este de a interpreta semnificaţia parametrilor din linia de comandă (citiţi în mod standard de o funcţie KHOROS), de a transfera datele din fişierele de intrare în structuri specifice în memorie, de a apela o funcţie de bibliotecă care face prelucrarea propriu-zisă a datelor şi de a scrie rezultatele prelucrării în fişierele de ieşire. Funcţia de bibliotecă trebuie definită în acelaşi fişier ***.prog** cu excepţia cazului când se apelează o funcţie deja existentă într-o bibliotecă KHOROS. Numele acestei funcţii de bibliotecă este **1***. Fişierul ***.prog** mai conţine paginile de manual asociate funcţiei de bibliotecă şi programului principal. ***.prog** totalizează 24 de secţiuni corespunzătoare diferitelor părţi ale programului (vezi secţiunea 3.3).

Pentru a obţine fişierele sursă C (***.c** şi ***.h** pentru programul principal, **1*.c** pentru funcţia de bibliotecă) precum şi sursele paginilor de manual (***.1** pentru program şi **1*.3** pentru funcţia de bibliotecă) se foloseşte programul GHOSTWRITER. Acesta asamblează secţiunile din ***.prog** şi generează cod pentru două funcţii care vor citi opţiunile din linia de comandă, opţiuni al căror nume şi tip sunt preluate din fişierul ***.pane**. Fişierul ***.h** conţine o structură cu numele * ce are pentru fiecare parametru posibil în linia de comandă două câmpuri. Primul câmp conţine valoarea, iar al doilea un flag care indică prezenţa parametrului respectiv la apelul programului.

Pentru menţinerea corelaţiei între diversele fişiere, în cazul modificării lor, trebuie ca atunci când se modifică unul din fişierele ***.c, *.h, *.1, 1*.c, 1*.3** să se regenereze fişierul ***.prog**. Acest lucru se face cu programul GHOSTREADER. Relaţia acestor fişiere cu ***.prog** şi ***.pane** este ilustrată în figura 6.

KHOROS foloseşte sistemul **make** şi **imake** pentru menţinerea programelor. Compilarea propriu-zisă se face cu **make** care pe baza fişierului **Makefile** execută toate comenzile necesare compilării şi link-ării. **Makefile** este generat de **makemake** pe baza

[3] * ţine locul numelui efectiv al fişierului creat, prescurtarea fiind folosită şi în manualul KHOROS

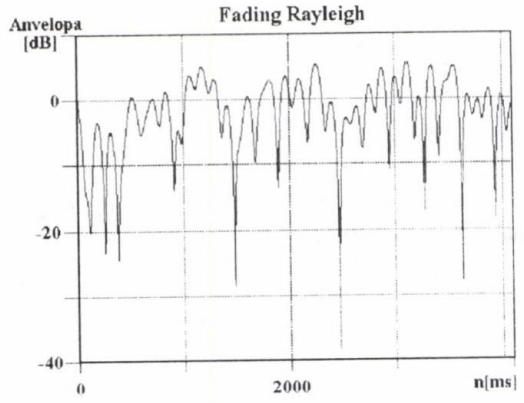


Figura 7: Anvelopa procesului Rayleigh produs de nbs

unui fişier de configurare **Imakefile**. Crearea **Imakefile** se face o dată cu fişierele ***.prog** şi ***.pane** cu programul **imkf,** aşa cum este exemplificat în secţiunea 3.4.

Este necesar ca programele utilizatorilor să nu folosească decât funcţii din bibliotecile KHOROS, sau când este cazul să se construiască biblioteci KHOROS respectând toate regulile ce se impun pentru a scrie cod portabil.

Bibliotecile KHOROS sunt destinate: citirii şi scrierii în fişierele standard de date (FILE FORMATS),prelucrării parametrilor din linia de comandă (VGPARAM), prelucrării de expresii simbolice (VEXPR), prelucrării matematice (VMATH, LINPACK, EISPACK) şi interfeţei grafice (biblioteci dependente în versiunea actuală de X11R4).

2.4. Vizualizarea datelor

Pentru un mediu de simulate sunt foarte importante facilităţile de prezentare a datelor. KHOROS are facilităţi deosebite în acest sens, cum ar fi: afişarea de imagini monocrome sau color (RGB, YUV, CYM, etc.) cu programul IMAGEVIEW, reprezentarea grafică bi sau tri dimensională, cu programele XPRISM2 şi XPRISM3, a funcţiilor introduse de utilizator şi/sau a seturilor de date.

Toate programele de vizualizare (şi cele create de utilizator prin intermediul bibliotecilor KHOROS) au posibilitatea de a produce imagini în diverse formate grafice: HPGL, Imagen, LN03, PostAcript, VIFF acesta din urmă putând fi convertit în/din TIFF. XPRISM sunt programe foarte puternice, la fel de performante ca Mathematica sau MathCad, având multiple opţiuni de afişare şi memorare a configuraţiei.

În figura 7 este prezentată imaginea produsă de XPRISM2 din figura 1.

2.5. Fişierele de schimb de date între programe - VIFF

KHOROS foloseşte un format propriu pentru fişierele de date numit VIFF. Aceste fişiere pot conţine mai multe seturi de date fiecare cu mai multe valori pentru fiecare punct. Reprezentarea valorilor corespunzătoare unui punct (pixel) poate fi făcută pe bit, byte, 2 bytes, 4 bytes, float, double, complex, double complex.

Funcţiile de bibliotecă KHOROS care accesează aceste fişiere fac automat conversiile de formate dependente de maşină (little sau big endian, format de float, etc.) pentru ca atunci când se rulează într-o reţea cu maşini având arhitecturi diferite utilizatorul să nu fie preocupat de aceste detalii.

Atât formatul cât şi funcţiile de acces sunt documentate în manualul KHOROS [2].

2.6. Rularea distribuită

Algoritmii foarte mari şi cu prelucrări complicate se pot diviza în grupuri de rutine. Dacă se dispune de mai multe maşini pe care a fost instalat KHOROS, cuplate într-o reţea locală, acestea pot fi distribuite între maşinile reţelei pentru a fi rulate simultan, mărindu-se astfel viteza de execuţie.

O altă facilitate este lucrul între mai mulţi utilizatori care văd acelaşi workspace, modificările făcute de oricare reflectându-se pe workspace-urile celorlalţi. Acest mod de lucru este util pentru cursuri.

3. IMPLEMENTAREA UNUI SIMULATOR DE CANAL RADIO MOBIL DE BANDĂ ÎNGUSTĂ

În această secţiune este prezentată realizarea practică a unei **vroutine** numită **nbs** (Narrow Band Simulator), care simulează un canal radio mobil de bandă îngustă. Pentru simplitatea expun erii ne referim numai la implementarea propriu-zisă fără a intra în detalii ce privesc instalarea rutinei într-un toolbox sau semnificaţia detaliată a tuturor structurilor [2].

3.1. Definirea problemei

Principiul simulării este expus în [1]. Conform modelului Jakes procesul recepţionat se obţine ca suma mai multor oscilaţii sinusoidale cu amplitudini egale şi faze aleatoare, fiecare corespunzând câmpului recepţionat dintr-o anumită direcţie.

vroutine nbs primeşte în linia de comandă următorii parametrii de intrare: numărul de oscilatori (-n N_0), perioada de eşantionare (-t T_s), frecvenţa Doppler (- f_D), numărul de eşantioane de generat (-e N), numele fişierului de ieşire (-o nume) şi opţional numele fişierelor de ieşire pentru componentele U şi V separat (-o1 nume şi -o2 nume).

3.2. Fişierul nbs. pane

Fişierul **nbs.pane** este prezentat în anexa A. Linia 1 cu opţiunea - F specifică începutul unui *form* care conţine definiţia unuia sau mai multor **pane**-uri. Sfârşitul acestui form este specificat de - E din linia 17.

Definirea pane-ului corespunzător nbs începe în linia 3 (-P) şi se termină în linia 15 (-E). Definirea parametrilor şi a tipurilor lor se face cu comenzile **-0 -I -i -f** respectiv pentru fişier de ieşire, de intrare, număr întreg, număr real. În continuare, pe fiecare linie, se specifică poziţia şi dimensiunea ferestrei în care se tastează valoarea parametrului, domeniul de valori valide, valoarea implicită şi numele acestuia în linia de comandă. Elementele din figura 3 se identifică în listing-ul din anexa A.

3.3. Fişierul nbs.prog

După cum s-a menţionat în secţiunea 2 fişierul **nbs.prog** (anexa B), care implementează simulatorul în mediul KHOROS, conţine cele 24 de secţiuni care definesc diferitele componente ale programului.

Secţiunile încep în coloana 1 prin eticheta - **nume_secţiune** şi se termină prin **-nume_secţiune_end.** Secţiunile 1-11,20,21 (liniile 1-39, 89-111) sunt destinate paginilor de manual în care se află documentaţia programului principal (man 1) şi a rutinei de bibliotecă (man 3).

Programul principal este alcătuit din liniile 48-86.

-**main_variable_list** (61-64) declară variabilele funcţiei main, trei structuri ce conţin informaţii referitoare la fişierele de ieşire.

-**main_before_lib_call** (66-67) conţine codul ce trebuie executat înainte de apelul funcţiei de bibliotecă. Aici se face citirea fişierelor de intrare şi se determină consistenţa parametrilor din linia de comandă. Accesul la parametrii se face prin variabila globală **nbs** care este o structură cu două câmpuri pentru fiecare opţiune posibilă, numite **nume_opţiune_tip**, **nume_opţiune_flag**. Primul conţine valoarea argumentului, iar al doilea conţine 0/1 după cum noţiunea este prezentă sau nu în linia de comandă. Variabila **nbs**, structura asociată ei, precum şi codul ce face citirea efectivă este generat de GHOSTWRITER pe baza conţinutului fişierului **nbs.pane**.

- **main_library_call** (69-77) conţine apelul funcţiei de bibliotecă

- **main_after_lib_call** (79-85) face prelucrări ulterioare rutinei de bibliotecă, cum ar fi scrierea rezultatelor sau a unor mesaje de eroare. În cazul de faţă se scrie imaginea setului de date cu rezultatele complexe U + jV în fişierul de ieşire şi opţional, dacă se specifică în linia de comandă, imaginile componentelor U şi V.

- **library_def** (112-123) conţine declaraţia funcţiei de bibliotecă **lnbs** (în sursele KHOROS este folosit stilul Kernighan şi Ritchie pentru declaraţii de funcţii). **lnbs** ia următorii parametrii : no - numărul de oscilatori, fd - frecvenţa Doppler, te - perioada de eşantionare, ne - numărul de eşantionare generat, sc - factor de scală cu care sunt înmulţite datele înainte de stocarea lor, uimg, vimg, cimg - pointeri la pointeri la structuri de date de tip VIFF.

- **library_code** (125-203) este de obicei cea mai consistentă parte a fişierului. Ea conţine implementarea noului algoritm. Liniile 131 - 152 crează structurile de memorare a datelor (imaginile din memorie a fişierelor VIFF), 153 - 156 pregătesc pointerii spre zonele de date unde se depun valorile calculate, 161 - 178 pregătesc coeficienţii a_k, b_k, Φ_k şi ω_k, 180 - 192 calculează componentele U şi V pentru fiecare punct şi le depun în imaginile corespunzătoare. În final liniile 194 - 198 eliberează memoria alocată în liniile 161 - 165 pentru coeficienţi.

3.4. Compilarea

Fişierele corespunzătoare unei rutine (***.prog, *.pane, *.c, *.h, 1*.c**) sunt puse într-un director alocat lor. Înainte de compilarea propriu-zisă cu **make**, în acest director, trebuie produs un **Imakefile** şi un **Makefile**. Pentru aceasta se folosesc comenzile:

$ **imkmf** - type prog - name nbs

$ **makemake**

Compilarea propriu-zisă se face cu comenzile :

$ **make** depend

$ **make** all

În caz că apar erori, acestea se corectează în unul din fişierele **nbs.c, lnbs.c** şi se compilează din nou, iar după compilarea fără erori se regenerează fişierul **nbs.prog** cu programul GHOSTREADER.

4. CONCLUZII

KHOROS permite proiectarea simulării într-un mod foarte apropiat de descrierea componentelor fizice care formează canalul de comunicaţii. Acest mod de abordare simplifică procesul de verificare al corectitudinii modelului. Toate semnalele intermediare, ca şi în cazul sistemelor reale sunt disponibile pentru analiză şi vizualizare.

Extinderea şi utilizarea KHOROS în domeniul radiocomunicaţiilor este unul din domeniile de cercetare al Universităţii Tehnice Darmstadt. Accesul la experienţa specialiştilor de la THD a fost facilitat de programul Tempus JEP - 3892-92 condus de prof.dr.ing. Adelaida Mateescu.

Mulţumim domnului Constantin Popescu, Director General al Regiei Autonome de Transport Bucureşti, care în cadrul programului de colaborare al RATB cu laboratorul Radiocomunicaţii Mobile al Universităţii Politehnica Bucureşti, a avut amabilitatea să pună la dispoziţie tehnica de calcul necesară.

A Listing-ul fişierului nbs.pane

```
 1: -F   4.2 1 0 170x7+10+20  +35+1 'CANTATA Visual Programming' cantata
 2:   -M     1 1 100x40+10+20 +23+1 'Nbs Subform' subform1
 3:     -P   1 0 80x38+22+2   +0+0 'Narrow Band Simulator' nbs
 4:       -O 1 0 0 1 0 0 50x1+2+1  +0+0 ' '     'Complex Output       ' ' ' o
 5:       -O 1 0 1 0 0 0 50x1+2+3  +0+0 ' '     'U - image            ' ' ' o1
 6:       -O 1 0 1 0 0 0 50x1+2+4  +0+0 ' '     'V - image            ' ' ' o2
 7:       -i 1 0 0 1 0   50x1+2+6  +0+0 2 2 6   'Number of oscilators' ' ' n
 8:       -f 1 0 0 1 0   50x1+2+7  +0+0 2 2 1   'Sampling period     ' ' ' t
 9:       -i 1 0 0 1 0   50x1+2+8  +0+0 2 2 256 'Number of samples   ' ' ' e
10:       -f 1 0 0 1 0   50x1+2+9  +0+0 2 2 4.7 'Doppler frequency   ' ' ' f
11:       -f 1 0 0 1 0   50x1+2+10 +0+0 2 2 1   'Scale              ' ' ' s
12:       -R 1 0 1 13x2+1+13  'EXECUTE'  'do operation' nbs
13:       -H 1     13x2+39+13 'HELP'     'documentation for nbs' nbs.help
14:       -Q 1 0   13x2+20+13 'QUIT'
15:     -E
16:   -E
17: -E
```

B Listing-ul fişierului nbs. prog

```
1: -authors
2: Mircea Oancea & Nicolae Coţanis
3: e-mail: cotanis@first.elcom.pub.ro
4: Politechnical University of Bucharest
5: -authors_end
6:
7: -short_prog_description
8: Narrow band mobile radio channel
9: simulator. It generates the in-phase
10: and quadrature signals U & V and the
11: complex value U+jV.
12: -short_prog_description_end
13:
14: -short_lib_description
15: -short_lib_description_end
16:
17: -man1_long_description
18: Narrow band mobile radio channel
19: simulator. It generates the in-phase
20: and quadrature signals U & V and the
21: complex value U+jV. The signal is
22: generated summing up random initial
23: phase sinus oscilators. The parameters
24: are the number of samples to
25: be generated (at least 4000), the
26: number of oscilators (minimum 6),
27: the sampling period and the doppler
28: frequency for the channel.
29: -man1_long_description_end
30:
31: -man1_examples
32: -man1_examples_end
33:
34: -man1_restrictions
35: -man1_restrictions_end
36:
37: -man1_see_also
38: -man1_see_also_end
39:
40: -man3_long_description
41: -man3_long_description_end
42:
43: -man3_restrictions
44: -man3_restrictions_end
45:
46: -man3_see_also
47: -man3_see_also_end
48:
49: -usage_additions
50: -usage_additions_end
51:
52: -include_includes
53: -include_includes_end
54:
55: -include_additions
56: -include_additions_end
57:
58: -include_macros
59: -include_macros_end
60:
61: -main_variable_list
62: struct xvimage *uimg,
63: *vimg, *cimg;
64: -main_variable_list_end
65:
66: -main_before_lib_call
67: -main_before_lib_call_end
68:
69: -main_library_call
70: if ( ! lnbs( nbs - > n_int, nbs - > f_float,
71: nbs - >t_float, nbs - > e_int,
72: nbs - >s_float,
73: &uimg, &vimg, &cimg ) ) {
74: fp' ntf (stderr, "nbs: nbs failed\n");
75: e  (1)
76: } ,
77: -library_call_end
78:
79: -main_after_lib_call
80: writeimage (nbs - >o_file, cimg) ;
81: if (nbs - >o1_flag)
82: writeimage (nbs - >o1_file, uimg) ;
83: if (nbs - >o2_flag)
84: writeimage(nbs - >o2_file, vimg)
85: -main_after_lib_call_end
86:
87: -library_includes
88: -library_includes_end
89:
90: -library_input
91: .IP "no" 15
92: number of oscilators (int)
93: .IP "fd" 15
94: Doppler frequency (float)
95: .IP "te" 15
96: Sampling period (float)
97: .IP "ne" 15
98: Number of samples (int)
99: .IP "sc" 15
100: Scale factor (float)
```

```
101: -library_input_end
102:
103: -library_output
104: .IP "uimg" 15
105: U image generated (xvimage**)
106: .IP "vimg" 15
107: V image generated (xvimage**)
108: .IP "cimg" 15
109: Complex image U+j*V (xvimage**)
110: -library_output_end
111:
112: -library_def
113: lnbs(no, fd, te, ne, sc,
114: uimg, vimg, cimg)
115: int no;
116: float fd;
117: float te;
118: int ne;
119: float sc;
120: struct xvimage **uimg;
121: struct xvimage **vimg;
122: struct xvimage **cimg;
123: -library_def_end
124:
125: library_code
126: {
127: int i,j;
128: float u, v, c,
129: *lu, *lv, *lc,
130: *a, *b, *om, *phi;
131;
132: /* create images */
133: *uimg = createimage(
134: ne, 1, VFF_TYP_FLOAT,
135: 1, 1, "nbs: U-component",
136: ), ), VFF_MS_NONE_,
VFF_MAPTYP_NONE,
137: VFF_LOC_IMPLICIT, 0);
138: *vimg = createimage(
139: ne, 1, VFF_TYP_FLOAT,
140: 1, 1, "nbs: V-component",
141: 0, 0, VFF-MS-NONE,
VFF_MATPYP_NONE,
142: VFF_LOC_IMPLICIT, 0);
143: *cimg = createimage(
144: ne, 1, VFF_TYP_COMPLEX,
145: 1, 1, "nbs: C-component",
146: 0, 0, VFF_MS_NONE,
VFF_MPTYP_NONE,
147: VFF_LOC_IMPLICIT, 0) ;
148: if ( !*uimg || !*vimg || !*cimg) {
149: fprintf (stderr, "nbs: no memory\");
150: return ( 0 ) ;
151: } ;
152:
153: /* set up pointers to image data */
154: lu = (float*) (*uimg) - > imagedata;
155: lv = (float*) (*vimg) - > imagedata;
156: lc = (float*) (*cimg) - > imagedata;
157:
158: /* number of oscilators 0 . . no-1 */
159: no++ ;
160:
161: /* alloc space for a, b, om, phi */
162: a = (float*)kmalloc(no*sizeof(float) );
163: b =(float*)kmalloc(no*sizeof(float) );
164: om = (float*)kmalloc(no*sizeof(float) );
165: phi = (float*)kmalloc(no*sizeof(float) );
166: if ( !a || !b || !om || !phi) {
167: fprintf (stderr, "nbs: no memory\n");
168: return ( 0 );
169: } '
170;
171: /* set up a, b, om, phi */
172: c = 2 * M_SQRT2/swrt( (float)
(4*no-2) );
173: for (j=0; j<no; j++) {
174: a[j]=c*cos(j*M_PI/no) ;
175: b[j]=c*sin (j*M_PI/no) ;
176: om[j]=2*M_PI*fd*cos(j*M_PI/(2*no-1)
);
177: phi[j]=urng()*2*M_PI ;
178: } ;
179: a[0]=2/sqrt( (float) (4*no-2) ) ;
180: /* compute image values */
191: for=(i=0; i<ne;i++) {
182: u=v=0;
183: for(j=0; j<no;j++) {
184: c =[j]*te*(float)i+phi[j] ;
185u+= a[j]*cos(c) ;
186 v+= b[j]*cos(c) ;
187: } ;
188: *lu = u*sc; *1v = v*sc;
189: lu++; lv++;
190: *lc = u*sc; *(lc+1) = v*sc;
191: lc += 2;
102: } ;
193:
194: /* dealloc a, b, om, phi */
195: free ( (void*)a) ;
196: free ( (void*)b) ;
197: free ( (void*)om) ;
198: free ( (void*)phi) ;
199:
200: /* success */
201: return (1) ;
202: }
203: -library_code_end
204:
205: -library_mods
206: -library_mods_end
```

BIBLIOGRAFIE

[1] Nicolae Coţanis, Telecomunicaţii, nr. 4, 1993

[2] KHOROS Manual, vol. I, II, III, University of New Mexico 1990

Influența factorului timp asupra calculului amortismentului

Ec. Savu T. Diaconescu *

Cuvinte cheie: Anuitate, uzura morală, amortizare degresivă, amortizare accelerată, actualizarea amortizării

Revoluția tehnico - științifică face timpul ce desparte o dscoperire științifică de aplicarea ei în procesul productiv să se reducă foarte mult, fapt ce impune luarea în considerare, mai mult ca până acum, a uzurii morale a echipmentelor și instalațiilor. Progresul tehnic și timpul sunt doi factori de care trebuie să se țină seama în orice activitate productivă.

Luând în considerare factorul timp, ar fi eficient ca investiția să se recupereze într-un timp cât mai scurt, evitându-se astfel efectul uzurii morale.

Economia mondială contemporană este marcată foarte puternic de revoluția tehnico-științifică, care exercită o influență deosebită asupra elementelor materiale și ale forțelor de producție.

Tergiversarea sau neaplicarea imediată în practică a noilor descoperiri tehnice - științifice are repercursiuni dintre cele mai grave deoarece odată cu trecerea timpului produsele se depreciază. Din punct de vedere economic, deprecierea se manifestă sub forma uzurii morale a utilajelor sau a intrării în desuetudine a unor bunuri de consum și servicii realizate cu anumite instalații și tehnologii, fenomen ce duce la pierderi de muncă socială și scăderea competitivității pe piața internațională. Prin adoptarea deciziei de a investi, care să aibă la bază ultimele noutăți științifice în domeniul respectiv va rezulta o eficiență sporită, adică un spor ridicat de venit.

În momentul de față când asistăm la o revoluție tehnico-științifică, când timpul dintre o descoperire științifică și aplicarea ei în producție a fost redus de la zeci de ani la câțiva ani, accelerând progresul tehnic, se impune acordarea unei atenții deosebite uzurii morale a echipamentelor și instalațiilor (ex: de la descoperirea televiziunii, tranzistorilor și până la aplicarea lor în producție etc.).

Progresul tehnic are repercursiuni nu numai asupra creșterii productivității muncii, ci, prin intermediul calității produselor sau a prestațiilor, și asupra, "emanicipării" cererii populației. Datorită progresului tehnic, o oră de muncă depusă în prezent nu poate fi comparată cu cea efectuată acum 15-20 ani sau cu cea care se va presta peste 5-10 ani.

De aici concluzia că timpul și progresul tehnic sunt doi factori importanți, ce trebuie luați în considerare în mod deosebit în desfășurarea oricărei activități eficiente. Introducerea continuă a progresului tehnic, presupune însă un volum din ce în ce mai ridicat de investiții.

Din punct de vedere al factorului timp, ar fi eficient ca investiția să se recupereze într-un timp cât mai scurt posibil, evitându-se în acest fel, efectul uzurii morale. Ținând cont de faptul că amortizarea este o sursă importantă pentru finanțarea investițiilor, cât și de faptul că în viitor vor fi necesare fonduri băneși din ce în ce mai mari pentru introducerea tehnologiilor noi - centralelor electronice (costul unei astfel de centrale este de aproximativ 10-15 ori mai mare decât al unei centrale Pc) precum și că timpul accentuează efectul uzurii morale, se impune reconsiderarea modului de calcul al amortizării fondurilor fixe.

În acest sens, este necesar luarea în considerare a următoarelor aspecte :

- reducerea duratei normale de funcționare, pentru CTA-Pc în funcțiune stabilită fără a ține cont de efectele uzurii morale;

- stabilirea duratei de funcționare normale pentru noile tipuri de echipamente digitale de 10-13 ani;

- folosirea amortizării funcționale sau variabile, ca o metodă de depreciere economică reală, mărimea amortizării fiind calculată în funcție de utilizarea efectivă a fondului fix. Această metodă de amortizare

* ROMTELECOM R.A. - Serv. Derulare Programe Dezvoltare

constă în calcularea deprecierii mijlocului fix în funcţie de utilizarea sa având la bază un anumit parametru de exemplu: numărul de ore de funcţionare pentru maşini şi instalaţii de lucru, numărul de km parcurşi pentru mijloacele de transport auto;

- cuantificarea influenţei factorului timp, care trebuie să ocupe un loc important, deoarece timpul cumulat cu un volum ridicat de investiţii cu o eficienţă înaltă are consecinţe directe asupra procesului de creştere economică.

Pentru atenuarea unor astfel de efecte negative, consider necesar a se reduce durata de funcţionare a echipamentelor Pc de la 32 ani la 15 ani cu recalcularea corespunzătoare a valorii rămase neamortizate.

Reducerea duratei de funcţionare a mijlocului fix, va duce la o majorare a cotelor de amortizare şi implicit la o creştere a resurselor de finanţare a investiţiilor dar şi o diminuare a profitului.

Pentru echipamentele digitale un rol important pentru preîntâmpinarea efectelor uzurii morale, l-ar avea aplicarea metodei amortizării degresive. Această metodă de amortizare permite ca amortizarea anuală să fie mai ridicată în cursul primilor ani, decât amortizarea lineară, pentru a descreşte în continuare mai mult sau mai puţin rapid, ceea ce în literatura de specialitate de la noi este denumită amortizare accelerată.

Calculul amortizării degresive presupune includerea în costuri, a unei anumite sume care se obţine prin înmulţirea unui procent stabilit luat constant pe întreaga perioadă de funcţionare a investiţiei cu valoarea rămasă a mijlocului fix.

Rata de amortizare degresivă este egală cu produsul dintre rata lineară de amortizare şi un coeficient multiplicator care variază în funcţie de durata de viaţă a mijlocului fix.

În cazul că se adoptă amortizarea degresivă procentul de amortizare se poate stabili în funcţie de situaţia economică a unităţii, de veniturile şi costurile previzibile a se realiza în perioadele următoare.

Aplicarea metodei amortizării degresive ar avea consecinţe importante din punctul de vedere al preîntâmpinării efectelor uzurii morale, dar ar urca costurile în primii ani. De asemenea, ar afecta şi mărimea venitului net. Cu toate acestea, ea ar corespunde stării de fapt a mijlocului fix, adică pe măsura scăderii randamentului utilajului s-ar amortiza o sumă mai scăzută, permiţând ca într-o perioadă scurtă să se introducă noi echipamente mai perfecţionate.

Pentru ilustrarea celor de mai sus am calculat amortizarea prin două etape: una lineară potrivit reglementărilor în vigoare (care permite repartizarea uniformă a cheltuielilor cu amortizarea pe întreaga durată de funcţionare a mijlocului fix) şi o alta, amortizarea degresivă care ar putea să se aplice în viitor cu avantajele pe care le prezintă introducerea unei astfel de amortizări. Aceste două tipuri de amortizare le-am calculat pentru o centrală telefonică digitală de 20000 abonaţi - Craiova local, dată în funcţiune în anul 1994 la o valoare de 6618558 mii lei, durata normală de funcţionare fiind de 10 ani.

Rata de amortizare lineară se obţine cu ajutorul relaţiei:

$$R = \frac{100}{n} \qquad (1)$$

în care :

R = rata de amortizare lineară ;

n = durata normală de funcţionare a mij. fix

Tabelul nr. 1 - mii lei -
Calculul amortizării lineare

Anul	Baza de amortizare	Anuitatea	Amortizarea cumulată	Valoarea amortizată în %
1994	6618558	661856	661856	10 %
1995	6618558	661856	1323712	20 %
1996	6618558	661856	1985568	30 %
1997	6618558	661856	2647424	40 %
1998	6618558	661856	3309280	50 %
1999	6618558	661856	3971136	60 %
2000	6618558	661856	4632992	70 %
2001	6618558	661856	5294848	80 %
2002	6618558	661856	5956704	90 %
2003	6618558	661856	6618560	100 %

Tabelul nr. 2 - mii lei -
Calculul amortizării degresive

Anul	Baza de amortizare	Anuitatea	Amortizarea cumulată	Valoarea amortizată în %
1994	6618558	1853196	1853196	28 %
1995	4765362	1334301	3187497	48 %
1996	3431061	960697	4148194	63 %
1997	2470364	691702	4839896	73 %
1998	1778662	498025	5337921	80,6 %
1999	1280637	358578	5696499	86,1 %
2000	922059	258176	5954675	90 %
2001	663883	185887	6140562	92,7 %
2002	477996	133839	6274401	94,8 %
2003	344157	344157	6618558	100 %

În analiza statică determinarea cuantumului amortizării anuale (anuitatea) se calculează cu ajutorul expresiei:

$$A = Vf \times R\ \% \qquad (2)$$

în care :

A = anuitate sau amortizarea anuală ;

Vf = valoarea mijlocului fix pus în funcţiune.

Aplicând cele două regimuri de amortizare la calculul amortismentului pentru CTD CRAIOVA - local rezultă următorul cuantum anual de amortizare ce se poate include în costurile de exploatare, în funcţie de metoda aleasă :

1. Calculul amortizării lineare:

$$R = \frac{100}{10} = 10$$

A = 66618558 x 10 % = 661856 mii lei

Rezultatele sunt prezentate în tabelul nr. 1.

2. Calculul amortizării degresive

Rata lineară este de 10%

Coeficientul multiplicator luat în calcul este de 2,8

Rata de amortizare degresivă = 2,8 x 10% = 28%

Rezultatele sunt prezentate în tabelul nr. 2

Comparând rezultatele obţinute din calculul amortizării prin cele două metode: lineară şi degresivă, se constată avantajul net al amortizării degresive faţă de cea lineară (tabel nr. 1 şi 2). Astfel după 7 (şapte) ani de funcţionare a mijlocului fix el va fi amortizat în proporţie de 90 % în cazul amortizării degresive, faţă de 70% în cazul celei lineare.

În analiza dinamică calculul amortismentului, ţinând seama de actualizare, devine o necesitate, mai ales în noile condiţii ale rezoluţiei tehnico-ştiinţifice. Compararea sumelor nominale viitoare ale amortismentului cu investiţia efectuată în prezent nu este posibilă fără cuantificarea influenţei timpului care le desparte. Actualizarea este metoda prin care, pentru a le face comparabile între ele, efectele şi eforturile sunt aduse la acelaşi moment. Momentul ales în cazul de faţă pentru această comparaţie, este data punerii în funcţiune. Aceasta se poate face cu ajutorul factorului de actualizare care se calculează cu formula:

$$x = \frac{1}{(1+a)^n}, \qquad (3)$$

a = coeficient de eficienţă ;

x = suma care investită în prezent ar avea ca efect obţinerea unui leu peste n ani, adică valoarea actualizată a unui leu din anul n ;

Din punct de vedere al mărimii nominale, investiţia (valoarea mijlocului fix) va trebui să fie egală cu suma amortismentului pe întreaga durată de funcţionare a obiectivului, adică :

$$I = b1+b2+ \ldots\ldots +bi+ \ldots\ldots +bn \qquad (4)$$

în care:

b1 . . . bn = amortismentul anual (anuitatea)

Ţinând cont că o sumă obţinută în viitor nu este egală economic cu mărimea ei nominală în prezent, rezultă că este necesară aplicarea actualizării amortismentelor din 1, 2, 3, ... i, . . . n

Aceasta se poate face aplicând formula:

$$b = I\frac{a(1+a)^n}{(1+a)^n - 1} \qquad (5)$$

în care:

b = cuantumul anual al amortizării ;

I = valoarea investiţiei (valoarea mijlocului fix);

a = coeficient de eficienţă;

n = durata normală de funcţionare a mijlocului fix

Aplicând tehnica actualizării la calculul amortismentului pentru CTD CRAIOVA - local de 20000 linii pusă în funcţiune în anul 1994, cu o durată normată de funcţionare de 10 ani, cu o valoare de 6618558 mii lei, şi luând un coeficient de actualizare de 10%, ar rezulta următorul cuantum al amortizării:

$$b = 6618558 \frac{0{,}1\,(1 + 0{,}1)^{10}}{(1 + 0{,}1)^{10} - 1} =$$

$$= 6618558 \times 0{,}1627 = 1076839 \text{ mii lei}$$

Actualizând cuantumul de amortizare rezultat din calcul pe perioada normală de funcţionare a mijlocului fix se obţine:

$$I = b \frac{(1 + a)^n - 1}{a\,(1 + a)^n} \qquad (5')$$

$$I = 1076839 \frac{(1 + 0{,}1)^{10} - 1}{0{,}1\,(1 + 0{,}1)^{10}} =$$

$$= 1076839 \times 6{,}146 = 6618252 \text{ mii lei}$$

Dacă s-ar fi ţinut seama de influenţa factorului timp în procesul investiţional, cuantumul anual al amortismentului pentru obiectivul CTD Craiova - local ar fi trebuit să fie de 1076839 mii lei faţă de 661856 mii lei în cazul amortizării lineare practicată în prezent, ceea ce ar fi adus la creşterea substanţială a fondurilor disponibile pentru finanţarea viitoare, dar şi o creştere a costurilor totale, o diminuare a profitului şi a impozitului pe profit.

În situaţia că la stabilirea amortizării echipamentelor electronice se va lua în considerare influenţa factorului timp, pentru actualizare coeficientul normat se poate stabili prin raportarea profitului net la valoarea fondurilor fixe aflate în funcţiune.

Pentru ambele situaţii, cu ajutorul calculatorului se pot elabora mai multe variante, urmând a se opta pentru varianta optimă.

BIBLIOGRAFIE

I. Cămâşoiu - "Investiţiile şi factorul timp" - Bucureşti, Editura Politică, 1981

Nicolae Felegea şi Ion Ionaşcu - "Contabilitate financiară", vol. 1, Bucureşti - Editura Economică 1993

Telecomunicațiile mobile de mâine; interoperabilitate și/sau convergență

***Jacques Bursztejn** **

INTRODUCERE

Evoluția nevoilor noastre de comunicare impune industriașilor implicați adaptări permanente. Comunicațiile cu mobile, un element major în telecomunicațiile la nivel mondial, sunt în ajunul unei serii de revoluții: acelea ale calității, ale capacității și ale serviciilor oferite.

În Europa a doua generație de sisteme radio, în întregime numerice, succed deja generației analogice. Se întâlnesc aici sisteme celulare cum sunt GSM și corespondentul său, DCS1800, alături de tehnologii fără fir cum sunt DECT. Sistemele de radiomesagerie, de comunicație cu avioanele (TFTS) și de utilizare profesională (PMR), sunt în mod egal elemente majore ale acestei piețe. Aceste aplicații multiple au necesitat redactarea de standarde care s-au dovedit o cheie a dezvoltării de aplicații au apărut cu adevărat pan-europene. Datorită acestor norme, sisteme atât de diverse cum sunt CT2, GSM (DCS1800), DECT, MOBITEX, TFTS și INMARSAT au văzut lumina zilei.

Noi aplicații sunt deja în dezvoltare, incluzând în special sectorul spațial; prin intermediul sateliților pe orbită joasă (GLOBALSTAR).

Figura 1 dă o vedere de ansamblu a acestor sisteme, clasificându-le pe de o parte după natura lor, profesională sau pentru marele public și pe de altă parte, după utilizarea lor, mai curând locală sau foarte generală.

Normele utilizate corespund unor paliere tehnice sau nevoilor pieții. Astfel, rețeaua mobilă GSM cunoaște un succes crescând și deservește din ce în ce mai mulți utilizatori. Un asemenea succes nu a devenit posibil decât prin acoperirea completă a zonelor rezidențiale, uneori fără a uita interiorul clădirilor. Trebuie subliniat că aceste noi standarde permit conceperea de rețele pentru mai multe zeci de milioane de utilizatori. Totuși, obținerea unei

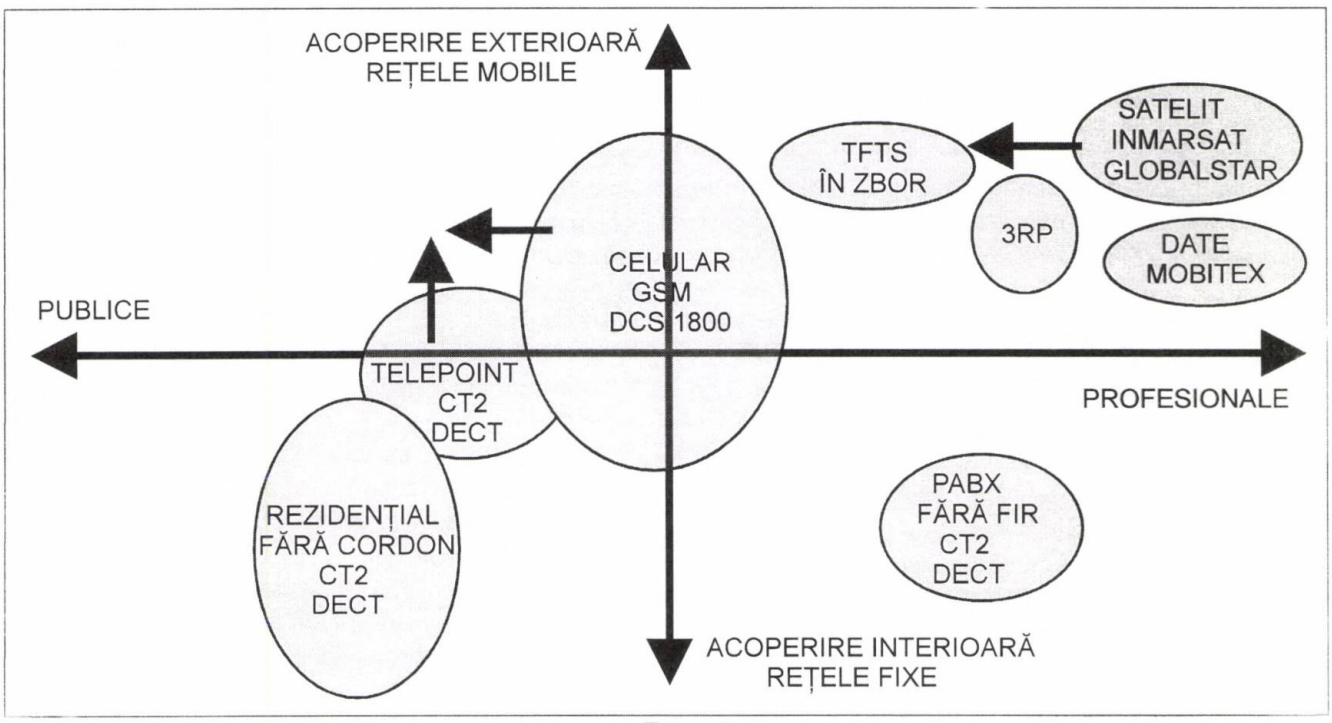


Figura 1

*Alcatel Mobile Communication, Paris, France.

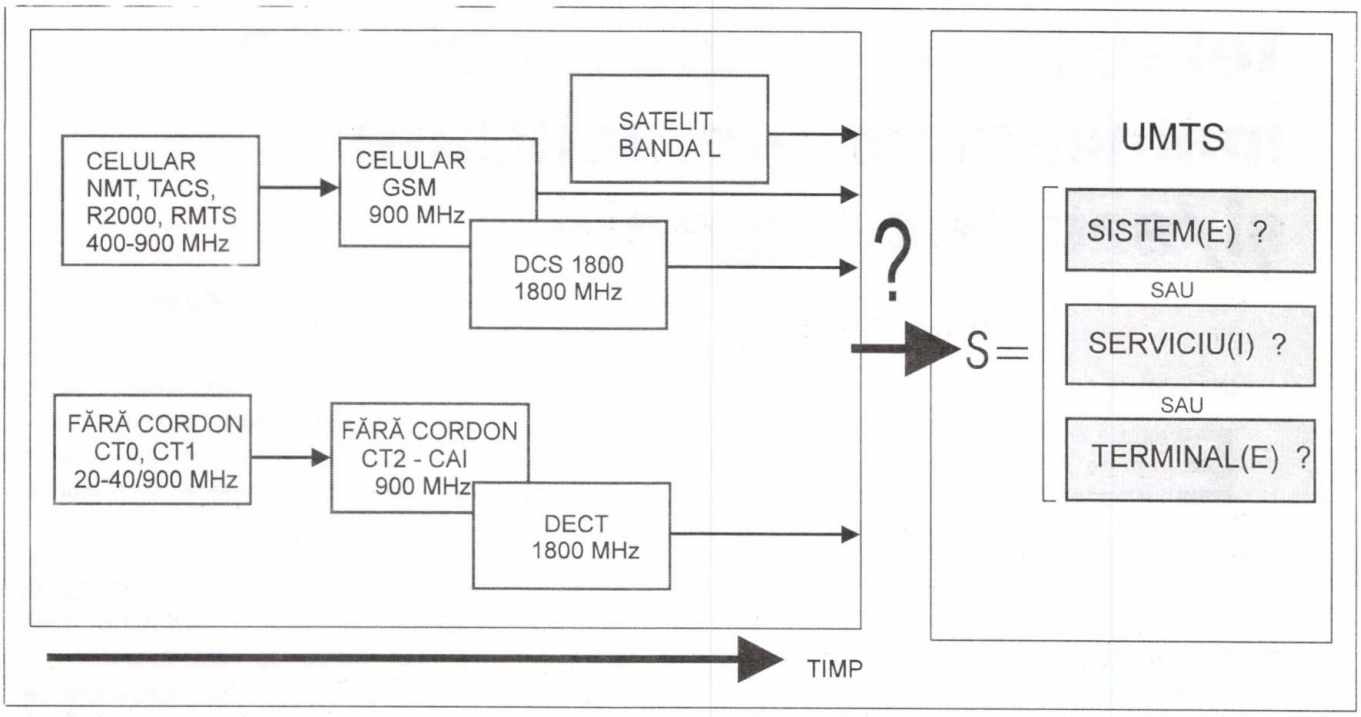


Figura 2

asemenea capacităţi necesită investiţii enorme, iar amortizarea nu se face decât ' e perioade lungi. Există deci un puternic imbold pe tru integrarea tuturor serviciilor necesare, precum şi a posibilităţilor de interfuncţionare, în cadrul sistemelor deja existente dar incompatibile.

O viziune pe termen mai lung în privinţa unei pieţe de mai mult de 100 de milioane de utilizatori scontaţi în Europa la începutul mileniului viitor, justifică întreprinderea de eforturi considerabile pentru conceperea sistemului numit UMT"S" (Universal Mobile Telecommunication Sustem). Procesul de standardizare este deja început şi ar trebui să se finalizeze la începutul secolului viitor.

Iniţiala U din UMT "S" subliniază conceptul de universalitate propriu acestui sistem; un serviciu accesibil tuturor, pretutindeni şi în orice moment.

Iniţiala S reaminteşte că este vorba într-adevăr de un nou sistem, purtător de concepte novatoare.

Se vorbeşte într-adevăr, de sistem pentru a sublinia o realizare tehnică asociată unei măestrii tehnologice.

Aceasta este o viziune de inginer şi de operator care prezintă prea puţin interes pentru utilizatori. Aceştia din urmă se interesează mai curând de serv icii şi de ergonomia terminalelor (sets în engleză), ceea ce rezumă figura 2.

Complexitatea sistemului trebuie să le fie ascunsă.

Ce pondere relativă va fi rezervată fiecărui dintre aspectele: sistem, sets şi servicii? Este diicil de răspuns astăzi la această întrebare, în măsura în care nici o tendinţă fermă nu s-a conturat. Conceptele subordonate au nevoie ele însele să se maturizeze.

Acest articol examinează liniile directoare care au condus la dezvoltarea unei multitudini de sisteme, oferind numeroase servicii utilizatorului care posedă un echipament radio.

Acestea dau naştere la numeroase întrebări: Care vor fi tendinţele pentru sistemele care vor apare? Ne îndreptăm către mai multe sisteme compatibile, o rezultantă unică a convergenţei celorlalte, sau către mai multe servicii integrate într-o viitoare reţea inteligentă? Vor continua utilizatorii să vadă oferindu-li-se o multitudine de terminale dedicate fiecărui sistem, chiar fiecărui servici, sau îşi vor face apariţia terminale multimod şi, de ce nu, terminale universale?

Ne propunem să examinăm aceste probleme diferite prin intermediul unui mod de abordare comercial, economic şi politic; ţinând cont de evoluţia previzibilă a tehnologiei.

Să reamintim, (cu toate acestea) că evoluţiile sistemelor de radiomobile, vor trebui, înainte de tote, să permită îmbunătăţirea interfuncţionării între reţeli diferite.

Numai după această etapă va putea fi luată în considerare convergenţa către un sistem unic.

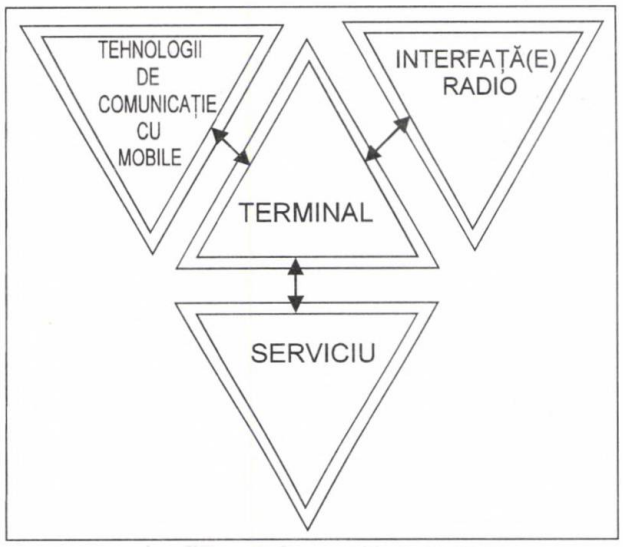


Figura 3 - Terminalele universale de telecomunicaţii mobile

Vom începe prin a prezenta căile deschise sistemelor viitoare, înainte de a evoca problemele puse de interfuncţionarea reţelelor şi realizarea de terminale multimod.

Vom explica deci cum vor putea eforturile cercetării şi evoluţiile tehnologice să servească la ameliorarea sistemelor viitoare, apoi vom prezenta elementele susceptibile de a interfera aceste evoluţii, chiar de a bloca unele dintre ele. Vom analiza apoi situaţia acţiunilor în curs în termeni de standardizare de frecvenţe, pentru a descrie în final noile servicii.

PERSPECTIVELE NOILOR SISTEME.

Noile sisteme vor trebui să coexiste un anumit timp cu cele deja existente cu scopul de a garanta continuitatea serviciului pentru utilizarorii care nu intenţionează să-şi înlocuiască echipamentele pe termen scurt. Atunci când fiecare tehnologie dispune de o bandă proprie, este posibil să se moduleze tarifele menţionând costul sistemelor tradiţionale şi oferind un acces la serviciile şi tehnologiile cele mai avansate la un preţ suuperior.

Diferitele sisteme existente sunt incompatibile dar în timp vor trebui să fie integrate într-o aceeaşi entitate cu scopul de a constitui un sistem unic, accesibil de la un telefon "de buzunar" ergonomic şi funcţional.

Aceste terminale vor trebui să fie adaptate pentru toate utilizările curente, în scopul de a răspunde nevoilor întâlnite de către o clasă de utilizatori mergând de la pieton la automobilist.

În plus, prin concepţia lor, ele vor integra cu uşurinţă evoluţiile rezultând din progresele tehnologice şi nu vor fi îngrădite de limitările reţelelor actuale.

Tabelul 1 - prezintă trei scenarii de evoluţie.

Evantaiul posibilităţilor în timp este larg căci sistemele pot rămâne multiple, sau pot să conveargă către un concept universal, serviciile să rămână disparate sau să devină (şi ele) universale şi în sfârşit, terminalele să fie dedicate sau universale.

Scenariu	Sisteme	Servicii	Terminale
Scenariul I Evoluţia sistemelor existente	Multiple	Distincte	Multiple
Scenariul II Integrare parţială prin utilizarea terminalelor Sistemele diverg, dar terminalele le fac să pară că ar fi convergente	Multiple	Parţial universale	Universale
Scenariul III Integrare totală Sistemele şi terminalele converg	Universale	Universale, complet integrate	Universale

Tabelul 1 - Căi de evoluţie către sistemele mobile viitoare

Scenariul I: evoluţia sistemelor existente.

Acest scenariu reflectă situaţia actuală. El se bazează pe faptul că reţelele existente, cum sunt GSM sau DECT pot fi încă ameliorate pentru a satisface aplicaţii noi.

Lor le revine de asemenea să furnizeze noi servicii, o capacitate sporită, o calitate mai bună, etc. şi de asemenea ele pot să integreze tehnologii noi.

Cu alte cuvinte, un sistem nou cum este UMTS poate fi văzut ca un ansamblu de servicii oferite datorită evoluţiei sistemelor eixistente. El va fi deci disponibil cu mult înainte de anul 2000. Astfel se va putea reutiliza infrastructura existentă şi deci să se limiteze investiţiile iniţiale.

În schimb, un astfel de scenariu nu lasă multe posibilităţi de evoluţie, căci anumite constrângeri tehnice intrinsece sistemelor existente nu pot fi înlăturate.

Scenariul II: terminale multimod sau reţele interoperabile

Acest scenariu care privilegiază punctul de vedere al utilizatorului, poate fi considerat ca o soluţie interimară în aşteptarea unei integrări totale. El reduce la minimum efortul de standardizare, căci reutilizează metodele de acces şi autentificare utilizate în sistemele de suport (de exemplu GSM, DCS1800, DECT, aplicaţii satelit).

Acest mod de abordare necesită un terminal universal susceptibil de acces la sisteme utilizând combinaţii cum ar fi GSM - DECT, GSM - DCS1800 şi GSM - GLOBALSTAR.

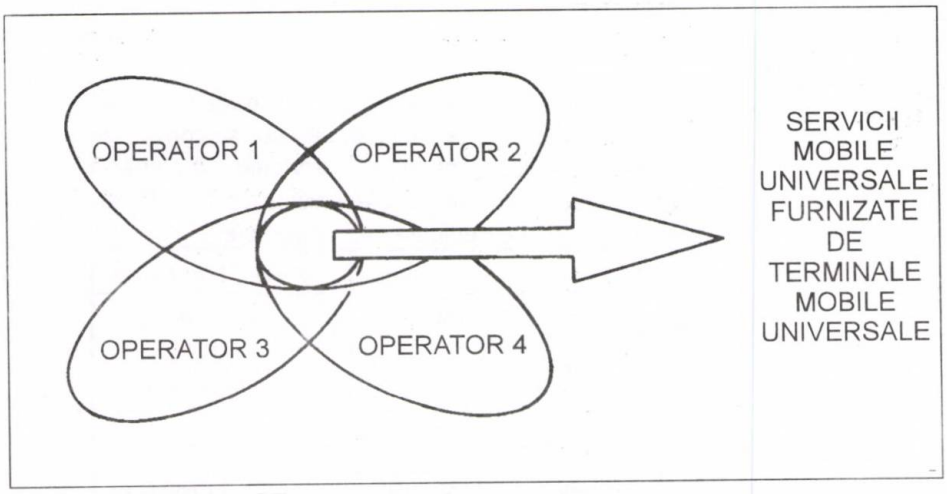


Figura 4 - Serviciile universale de telecomunicaţii mobile

Fiecare serviciu rămâne dedicat unui tip de aplicaţie specific iar evoluţiile către un astfel de sistem nu necesită modificarea majoră a infrastructurii.

Figura 3 prezintă elementele necesare succesului terminalului multimod în cadrul sistemului intermediar luat în considerare, iar figura 4 dă un exemplu de serviciu "pseudo-universal" oferit în acest context de patru operatori.

Terminalul multimod trebuie în mod evident să respecte constrângerile impuse de standardele diferitelor sisteme suport, accesul devenind posibil prin intermediul unei cartele multi - aplicaţie.

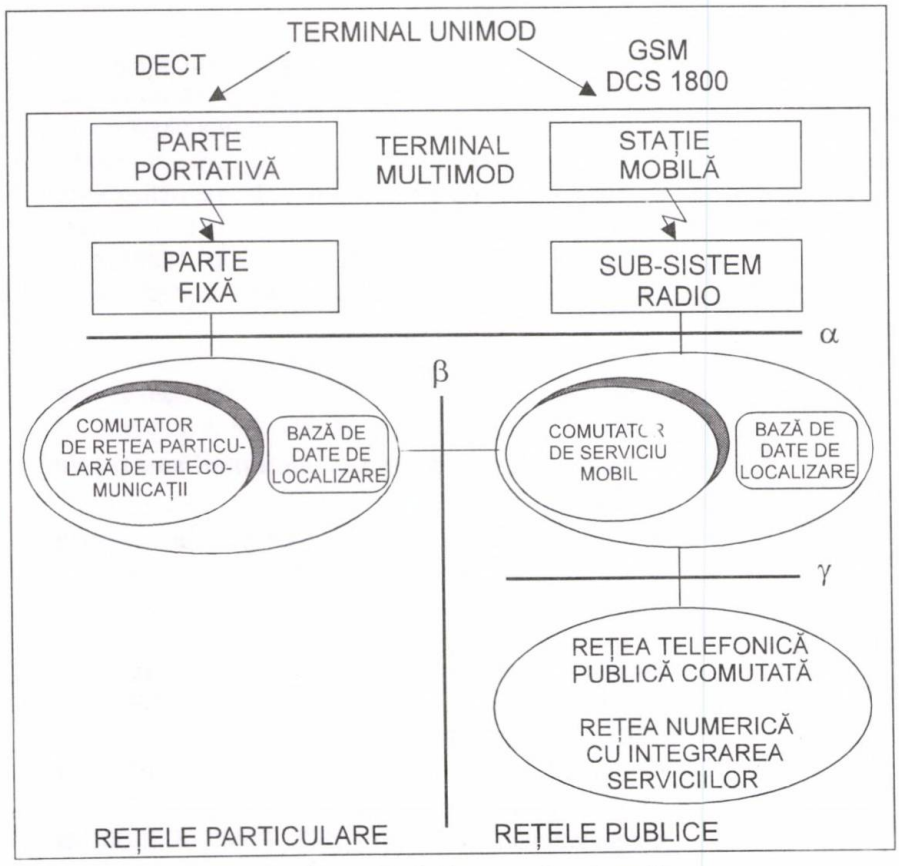


Figura 5 - Arhitectura funcţională

Interfuncţionarea diferitelor reţele (particulare şi publice, fixe şi mobile) necesită cu toate acestea o aliniere a infrastructurilor care, datorită adaptărilor, vor putea să ofere diferite funcţionalităţi standardizate cum ar fi reţeaua inteligentă, comunicaţiile personale universale şi serviciul personalizat.

Schimburile de informaţii între bazele de date ale diferitelor sisteme sunt de asemenea necesare dacă se doreşte un abonament unic, un plan de numerotare omogen şi schimburi de informaţii de facturare.

Scenariul III: către o înţelegere totală.

Nevoia de servicii evoluate care se manifestă azi şi dezvoltarea rapidă a unei pieţe pentru marele public au determinat conceperea unei întregi game de terminale cu scopul de a oferi un evantai larg de servicii.

Acest al treilea scenariu îşi propune să răspundă la ansamblul acestor necesităţi, standardizând o interfaţă radio unică, presupusă a se adapta la mai multe tipuri de servicii, în diferite medii.

Un astfel de mod de abordare ar fi optim pentru constructori, rămânând în acelaşi timp coerent cu principiile promovate de organismele de standardizare.

În sfârşit, ansamblul acestor opţiuni poate fi pus în lucru pe un terminal conceput pentru a lucra cu interfaţa radio comună. Acest scenariu este primul, istoric vorbind, luat în considerare pentru studiile făcute asupra sistemelor mobile ale viitorului. Scopul său iniţial era într-adevăr un dispozitiv unic de comunicaţie, personal, susceptibil de a oferi servicii de voce, video şi transfer de date, oricare ar fi locul de utilizare. Dezvoltarea pieţii pentru marele public a condus la revizuirea acestei ipoteze, cu scopul de a o considera ca o soluţie pe termen lung.

În paragrafele următoare sunt indicaţi principalii factori susceptibili de a influenţa evoluţia sistemelor mobile, insistând în mod deosebit asupra noţiunii de interfuncţionare între diferitele reţele şi terminale.

Interoperabilitatea diferitelor rețele mobile.

Sunt necesare progrese majore pentru a ameliora interconexiunea și interfuncționarea sistemelor radio existente, cu scopul de a se obține sisteme deschise. Pentru aceasta, standardele trebuie să se localizeze asupra interfețelor esențiale, lăsând suficientă libertate pentru a permite manifestarea modurilor de abordare inovatoare și soluțiilor de proprietare.

Aspectele descrise mai jos trebuie să fie în mod deosebit luate în considerare în acest scop.

Aspecte privind standardizarea.

Standardizarea ar trebui să definească în mod clar punctele următoare :

- partajul frecvențelor între operatori, într-o regiune dată;
- interfețele, funcționalitățile și serviciile furnizate de către rețelele mobile societăților independente de comercializare de servicii;
- interfețele necesare pentru a accede la funcționalități evoluate ale rețelelor publice fixe;
- interfețele de oferit rețelelor mobile particulare sau destinate unui grup închis de abonați cu scopul de a permite o interconexiune cu rețelele publice fixe;
- interfețele permițând o interconexiune directă între rețelele mobile, într-un mediu ambiant omogen sau eterogen.

Realizarea funcțională.

Principiile care guvernează interfuncționarea între rețelele publice și private sunt date în figura 5. Este prezentat aici un exemplu de interfuncționare între rețele compatibile RNIS și rețele de radiomobile. Aceasta ilustrează în special tehnicile utilizabile pentru a pune în lucru funcțiile de mobilitate între RTCP, RNIS și o rețea GSM cu un terminal fără fir. Sunt definite trei puncte de referință: α , β și γ .

Ele permit realizarea mobilității terminalelor între diferite rețele definind anumite tranzacții. Punctul β de exemplu poate administra schimbul de informație între două baze de date de localizare, în timp ce punctul α controlează fluxul de informație între bazele de date de localizare și alte baze de date.

Infrastructura și tehnologia rețelelor.

Tendința constă în reducerea dimensiunii celulelor ceea ce ar trebui să antreneze o creștere a costului rețelei. Infrastructura trebuie deci concepută în scopul limitării acestei creșteri. Topologia rețelelor de transmisiune care leagă stațiile de bază face acum obiectul studiilor, care ar trebui să se concentreze asupra soluțiilor de cost scăzut.

Topologiile în stea sau în inel au fost, de exemplu, studiate pentru legarea diferitelor entități ale rețelei (controlor de stație de bază (BSC), stație de bază (BTS), comutator local, comutator de tranzit, etc.). Cumpărarea, instalarea și conectarea stațiilor de bază au cea mai mare pondere în costul unei infrastructuri, deci la reducerea costului acestor trei elemente va trebui să contribuie progresul tehnic.

Un tratament delocalizat al semnalizării poate fi luat de asemenea în considerare; grupele BTS și BSC legate prin rețele urbane rapide (MAN) vor fi create în acest scop.

Interconectarea stațiilor de bază trebuie să se sprijine pe tehnicile de multiplexare, permițând optimizarea utilizării de media disponibile. Poate fi vorba de adaptarea debitului binar sau a frecvenței pachetelor transmise în funcție de caracteristicile suportului fizic. Diferite tipuri de teleservicii sunt luate în considerare pentru aceasta, de la canalele sincrone cu debit predefinit până la ATM, trecând prin accese multiple la un MAN.

Tehnologia de media utilizată trebuie de asemenea să fie aleasă în scopul optimizării raportului cost/capacitate. Diferitele soluții care pun în concurență fibra optică, cablul coaxial sau fascicolele hertziene trebuie de asemenea luate în considerare. Alegerea este tributară metodei de acces aleasă. Se poate, de exemplu preciza utilizarea MAN dacă alegerea se îndreaptă către fibra optică.

Noile funcționalități luate în considerare pentru sistemele viitoare (servicii evoluate, profile personalizate, debite înalte) implică o creștere a volumului de semnalizare și deci a sarcinei de semnalizare ca și o creștere concomitentă a capacităților sale de prelucrare.

Problemele de interfuncționare trebuie luate în calcul când se definește arhitectura sistemului de semnalizare. Un mod de abordare bazat pe modelul OSI și bazându-se pe sistemul de semnalizare nr. 7 poate fi luat în considerare.

El va putea de asemenea decurge dintr-o arhitectură de rețea multi-ambient.

Rețelele inteligente și utilizarea generalizată a cartelei telefonice multiaplicație vor deschide noi orizonturi operatorilor ca și societăților de comercializare de servicii, în termenii de servicii evoluate și de facturare. Probleme de reglementare vor decurge totuși din aceasta și vor trebui studiate cu grijă.

FACTORI CRITICI PENTRU DEZVOLTAREA TERMINALELOR MULTIMOD.

Utilizatorul unui terminal multimod ar trebui să poată trece într-un mod transparent de la un sistem la altul.

În mod ideal, el n-ar trebui nici să aibă nevoie să cunoască sistemul utilizat la un moment dat.

Pentru a se ajunge aici, se cere un nivel de compativitate care necesită intense eforturi de cercetare şi dezvoltări tehnologice.

Să repetăm că aceasta este una din cheile evoluţiei terminalelor multimod. Vom descrie mai jos principalele sale aspecte.

Aspecte privind cercetarea şi tehnologia.

Complexitat a unui viitor sistem dpinde de cât de avansată este tehnol gia atunci când el este realizat, ţinând seama de constrângerile de cost, de greutate, dimensiune şi consum al echipamentelor, etc. Dacă performanţele bateriilor cresc în mod notabil în timp ce consumul circuitelor integrate complexe se diminuează, dacă tehnicile de scriere ale software-ului se ameliorează, dacă tehnologia ecranelor plate cunoaşte succesul atât de aşteptat, dacă reşelele microcelulare se dezvoltă, etc., atunci terminalele multimod vor putea deveni o realitate.

Pe scurt, dacă tehnologia e mâine permite să se integreze aceste funcţionalităţi într-un terminal pentru marele public, avântul va fi considerabil.

Pentru a rezuma, să spunem că în conceperea noilor terminale de radiomobile va trebui neapărat să se ţină cont de aspectele de dimensiune, greutate, ergonomie şi dimensiune.

Va trebui de asemenea ca serviciile oferite de către societăţile de comercializare de servicii să fie propuse într-un mediu ambiant de reţele mobile eterogene.

Aspecte tehnologice.

Aspectele tehnologice au un mare impact iar în tabelul 2 sunt menţionate unele dintre ele.

Principalele domenii tehnologice	Consecinţe pe terminal
Radio	Benzi de frecvenţe superioare Consum mai mic GASA
Cicruite integrate specifice	Putere de prelucrare superioară Tensiune şi consum mai mic Siliciu la tensiune slabă
Interconexiuni/cutie	Dimensiuni mai mici Compatibilitate electromagnetică
Energie/cutie	Baterii noi Mic încărcător rapid Supercondensator Dimensiuni mai mici
Interfaţă om-maşină	Claviatură şi ecran Menu uşor de utilizat
Arhitectură	Platformă polivalentă
Algoritmi	Economie de energie;controlul puterii Ambieente diferite (interior/exterior) Gestiunea resurselor radio
Software	Multistandard (nivelele 1/2/3) Furnizor de servicii multiple
Antenă	Multibandă Integrare
"Factori verzi"	Compatibilitate electromagnetică Riscuri pentru sănătate

Tabelul 2 - Principalele teme tehnologice

Compatibilitate

Sistemele care vor apare vor trebui în mod evident să fie compatibile cu sistemele existente, GSM şi DECT de exemplu. Este o problemă de compatibilitate cu nivelul 1 de interfaţă radio, de protocol de semnalizare, de aparat telefonic şi de staţie de bază. Acest a spect este primordial, căci reţelele GSM şi DECT vor fi desfăşurate când noul sistem mobil va fi introdus. Aspectele legate de compatibilitate vor trebui să fi fost puse la punct cu scopul de a oferi deţinătorilor de cartele multiaplicaţie toate tipurile de servicii.

FACTORI LIMITÂND EVOLUŢIA TERMINALELOR MOBILE

Provocarea tehnologică

Tehnologia europeană ar trebui să atingă până la sfârşitul secolului nivelul necesar pentru a concepe terminalele perfecţionate despre care s-a vorbit de la începutul acestui articol. Un eşec, o lovitură dură dată industriei europene de terminale.

Chiar viabilitatea acesteia ar fi astfel pusă în joc.

Microelectronica, optoelectronica şi bateriile trebuie să facă mari progrese şi este primordial să se dezvolte staţii de bază pentru reţelele microcelulare ca şi o infrastructură asociată eficace.

Investiţii

Sistemele mobile GSM şi DECT au fost lansate de curând în Europa. Investitorii nu sunt deci tentaţi să finanţeze din prezent reţelele viitorului. Aspectele economice şi comerciale vor fi totuşi primordiale în a-i interesa pe utilizatori, operatori şi consumatori în timpul tranziţiei către noile sisteme. Utilizatorii vor fi sensibili la calitatea serviciului, căci investiţia iniţială şi perioada de revenire pe investiţie sunt factori majori pentru operator, în timp ce un constructor priveşte în mod special către posibilele economii ale scării.

Frecvențe

Spectrul alocat pentru radiomobile nu este pe măsura potențialului său economic, nici a impactului său social.

Astăzi încă, politicile de armonizare națională și internațională nu au ajuns la maturitate (alocările reflectă un partaj istoric între forțele armate și difuzarea publică).

Disponibilitatea spectrului și o armonizare la nivel european, chiar mondial, sunt necesare pentru creșterea pieții.

Eforturile agențiilor guvernamentale sau nu în acest domeniu, trebuie studiate cu grijă. CAMR'92 a luat în considerare alocarea a 2 GHz de bandă sistemelor mobile de mâine, dar o decizie americană recentă de a aloca cea mai mare parte a acestei benzi sistemelor de comunicație personală (PCS), merg în întâmpinarea unei tentative de armonizare la nivel mondial.

Servicii noi

Sistemele mobile de mâine vor fi personalizate, adică vor propune un larg evantai de servicii fiecărui utilizator (mobil sau fisc). În mod ideal, aceste servicii vor fi identice cu cele oferite de rețeaua fixă și de o calitate comparabilă. Vor fi de asemenea propuse servicii suplimentare, cu scopul de a se adapta la natura mobilă a serviciului.

Va trebui cu toate acestea să se ia în considerație aspectele economice, de reglementare și politice, ca și realizarea unui sistem propriu de către fiecare operator.

Integralitatea serviciilor nu va fi disponibilă în orice circumstanțe.

În plus față de serviciile noi, va trebui manifestată o grijă deosebită față de ergonomia terminalelor, cu scopul de a oferi o interfață om-mașină convivială (prietenoasă). Este vorba în special de aspectul display-ului și al claviaturii, ca și de calitatea microfilmului, în funcție de natura echipamentului utilizator. Rețeaua va trebui să adapteze natura informațiilor transmise la posibilitățile terminalului utilizat.

Diferitele afișaje pot astfel să fie utilizate pentru un serviciu particular: afișajul aparatului portabil, un ecran de PS portabil, chiar un sintetizator vocal în loc deși pe poziția afișajului.

CONCLUZII

Ținând cont de imensele investiții realizate în sistemele de a 2-a generație, singura cerere programatică constă în a construi pornind de la ceea ce există.

Aceasta impune:

- să se accepte existența rețelelor de radiocomunicație ce se suprapun parțial unele pe altele, fiecare fiind optimizată pentru un anumit serviciu particular;

- de a conecta aceste rețele prin intermediul interfețelor deschise cu scopul de a oferi o reală interoperabilitate;

- de a propune un singur și unic punct de acces multiutilizatorilor prin terminalele multimod.

Atunci noi vom fi integrat sistemele mobile în viața noastră cotidiană, atât pe plan particular cât și profesiona, și de aici pornind vor fi în mod cert cerute noi servicii.

Această integrare progresivă de servicii în acord cu societățile care le comercializează și exploatanții de rețele, va fi percepută de utilizator ca o convergență armonioasă.

Un sistem european unic, cum este UMT"S" va putea fi atunci introdus, cu scopul de a propune noi servicii necesare, menținând în același timp compatibilitatea cu rețelele ameliorate și interoperabile existente.

LEGENDĂ CU TERMENII UTILIZAȚI

GSM = Global System for Mobile Communication

DCS1800 Hz = Digital Cellular System at 1800 MHz

DECT = Digital European Cordless Telephone

CT2 = Cordless telephone 2

INMARSAT = International Maritime Satellite Service

MOBITEX = VIDEOTEX pentru mobile

UMT"S" = Universal Mobile Telecommunication System

GSM = GLOBALSTAR

RNIS (ISDN) = Integrated Services Data Network

media = recept de difuzare a informației

MAN = Metropolitan Area Network

OSI = Open Systems Interconnections

Jacques Bursztejn este un inginer diplomat al Școlii Speciale de Mecanică și Electricitate. În 1963, el intră în divizionul cu fascicole hertziene al CSF. În 1972 ia direcția Departamentului Cercetare și Dezvoltare pentru fascicole hertziene de capacitate slabă și de televiziune mobilă de la Thomson - CSF (devenită Alcatel Telspace), ca și respnsabilitatea tehnică a fascicolelor hertziene militare.

În 1987, este director tehnic pentru fascicole hertziene civile, cu responsabilitatea marilor piețe franceze. În 1991 revine la Alcatel Radiotéléphone unde devine director tehnic și științific. În prezent este director al cercetării și tehnologiei la Alcatel Mobile Communication.

REVISTA TELECOMUNICAȚII

ÎN ATENȚIA AUTORILOR !

Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.

Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.

Figurile și tabelele se vor executa cu tuș negru pe calc, cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.

Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.

Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.

Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.

Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.

Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.

Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.

Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.

Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 63178 00, int. 442 sau 145.

Colegiul de redacție

Prezent în inima orașelor și a întreprinderilor

Alcatel transmite vocea, datele, imaginile...

Toate tipurile de comunicații...

ALCATEL

Alcatel Network Systems România - Str. Gh. Lazăr, 9 - 1900 Timișoara - România - Tel. (40 96) 19 15 15 - Fax. (40 96) 19 10 15

TELECOMUNICAȚII

EGHB

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXII
Nr. 2/1995
București • România

-E6748-

272436

OMSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1983

Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații

Universității Politehnica București

ROMTELECOM - Centrul de Instruire și Documentare

Sponsorul revistei este firma:

ALCATEL

CONSILIUL DIRECTOR:

ing. Adrian TURICU
ing. Andrei CHIRICĂ,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian COSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

NUMĂRUL 2/1995

CUPRINS

1. ***Octavian Catrina, Eugen Borcoci***
Controlul conexiunilor transport în rețele de mare viteză **3**

2. ***Mariana Jurian***
Metode de mărire a capacității de transmisiune Multiplicarea circuitelor digitale **10**

3. ***Silviu Ciochină, Ara Nefian***
Algoritmi rapizi pentru transformata HARTLEY discretă. Partea I - a:algoritmi în baza doi **15**

4. ***Vasile Lăzărescu, Adriana Dumitraș Constantin Rădoi***
A Neural Network Approach to Small - Signal Testing of Bipolar Transistors **20**

5. ***Ion Sima***
Circuite de adaptare de bandă largă utilizând reprezentarea parametrică a funcțiilor Brune **27**

6. ***Victor Greu***
Metode de sinteză și optimizare a unor semnale pentru accesul multiplu în sistemele cu spectru împrăștiat. Partea I - a: bazele teoretice **36**

7. ***N. Gerbault, P. Guichard, M. Guiheneuf***
Multiplexoarele sincrone 1641 SM și 1651 SM de 155 și 622 Mbiți/s **41**

REVISTA TELECOMUNICAȚII

ÎN ATENȚIA AUTORILOR !

Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.

Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.

Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.

Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.

Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.

Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.

Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.

Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.

Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.

Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.

Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 63178 00, int. 442 sau 145.

Colegiul de redacție

CONTENTS

1. Octavian Catrina, Eugen Borcoci

Connection Management in High Speed Transport Protocols

Continuing the paper "Current Issues in Transport Protocol Design", published in the previous issue of the magazine, this article presents innovative solutions for connection management, studied in the framework of the development of a transport protocol for high speed networks and multimedia applications, taking as an example the Xpress Transport Protocol (XTP). Classical solutions, offered by the ISO Transport Protocol (TP), are also briefly presented, for comparison.

2. Mariana Jurian

Increase Methods of the Transmission Chanel Capacity.

Digital Circuit Multiplication.

In this paper the main aspects concerning two methods of digital circuits multiplication (TASI and SPEC) are presented.

The two methods are analysed comparatively concerning both implementation and performances.

3. Silviu Ciochină; Ara Nefian

Fast Algorithms for Discrete Hartley Transform

Part I : Radix two algorithms

The Hartley Discrete Transform is a very efficient tool for computing the convolution of real-valued sequences and consequently, for digital filtering. It tends to replace FFT in this area. Radix two algorithms fot the Discrete Hartley Transform are presented. A method for evaluation of the arithmetic complexity is derived.

4. Vasile Lăzărescu, Adrian Dumitraș, Constantin Rădoi

A Neural Network Approach to Small - Signal Testing of Bipolar Transistors

A neural network approach to small - signal testing of bipolar transistors is proposed, using the h-parameters. Both a comparison unit, an easy to implement hardware, and a standard structure with its MatLab simulatoon were given.

The main advantage of these neural network approaches is their speed, which makes possible real - time applications and also, suggests using either of them as alternatives to the existing testing devices.

5. Ion T. Sima

Broad - Band Matching Network Using Parametric Representation of Brune Functions

The paper presents the theoretical basis and the implementation algoritm of the lossless broadband matching networks, starting from the parametrical representation of Brune functions. The method allows the implementation of the matching networks including both the lumped and distributed elements. Finaly, are presented as applications the input and output matching networks for UHF amplifier.

6. Victor P. Greu

Methods of Synthesis and Optimization of Signals for Multiple Access in Spread Spectrum Systems

Spread Spectrum Systems (SSS) seldom can be implemented as operating with individual pairs, usualy they are organized as networks. The multiple access (MA) in these networks, for a number as large as possible of subscribers, which must use in common the same frequency bandwidth, without mutual disturbing, is a major goal. Code division MA (CDMA), specific for SSS, needs the optimization of the concrete methods of signal synthesis and generation. This matter has been approached by the author and the paper briefly presents the results of the theoretical researches.

7. ALCATEL - N. Gerbault, P. Guichard, M. Guiheneuf

155 and 622 Mbit/s 1641 SM and 1651 SM Synchronous Multiplexeres

The 1641 and 1651 SM synchronous multiplexers are from Alcatel's range of synchronous transport products.

They are mainly distinguished by their capacity to dtrop and insert 2, 34, 140 and 155 Mbit/s signals and a design approach enabling most of the component boards to be used in both multiplexers.

SOMMAIRE

1. Octavian Catrina, Eugen Borcoci

Le management des connexions dans les protocoles de transport pour des réseaux à haut débit

En continuant l'article "Problémes actuels dans le développement des protocoles de transport", publié antérieurement, cet article présente des nouveaux solutions pour le management des connexions de transport, étudiées dans ole cadre du développement d'un protocole de transport pour les réseaux à haut débit et pour les applications multimédia, en prenant pour exemple le protocole Xpress Transport Protocol (XTP). Les solutions classiques, offertes par le protocole **ISO** Transport Protocol (TP), sont présentée aussi, pour comparaison.

2. Mariana Jurian

Méthodes d'augmentation de la capacité des canaux de transmition.

Multiplication des circuits numériques.

L'article présente les principaux aspects concernant deux méthodes de multiplication des circuits numériques.

On fait une analyse comparative des deux méthodes comme implementation mais aussi comme performances.

3. Silviu Ciochină; Ara Nefian

Algorithmes pour la transformée de Hartley discrete

I-ère partie : Algorithmes base deux

La transformée de Hartley discrètest un instrument très efficace pour le calcul de la convolution des séquences réelles, donc pour le filtrage numérique, tendand à remplacer la transformée de Fourier rapide dans ce domaine. On presente les algorithmes base deux pour la transformée de Hartley discrète. On donne une méthode d'évaluation de la complexité arithmetique.

4. Vasile Lăzărescu, Adrian Dumitraș, Constantin Rădoi

Une approche avec des réseaux neurales du test au signal faible des transisteurs bipolaires.

L'article propose une approche avec des réseaux neurales du test au signal faible des transisteurs bipolaires, en utilisant la méthode des paramètres h. On présente tant l'unité de comparaison, facile à implémenteur hardware, que la structure standarde, simulee à l'aide du programme MatLab.

Le principal avantage de cette approche avec des réseaux neurals consiste dans leur vitesse, qui rend possible le développement de certaines applications en temps rée, suggère aussi leur utilisation comme alternatives aux solutions existentes.

5. Ion T. Sima

Circuits d'adaption de bande large avec l'utilisation des functions Brune

L'article presente les bases teoretiques et l'algorithm de realisation des circuites d'adaptation de large bande a partir de la representation parametrique des founctions Brune. La methode permet la realisation tant des circuites avec constantes concentrée que des circuites avec constantes distribués. Finalment sont presente comme aplications les calcules des circuites d'antre et de sortie pour un amplificateur dans la bande UHF.

6. Victor P. Greu

Methodes de synthèse et optimisation des signals pour l'accès commun dans les systèmes à spectre dispersé

Les systèmes à spectre dispersé (SSD) rarement sont conçevu à travailler commes des paires individuelles, ils étant organisés regulièrement en réseaux. L'accès commun (AC) dans ces réseaux, d'un nombre plus grand d'abonnés, qui utilisent ensemble la même bande de fréquences, sans perturbations mutuelles, represent un but majeur. AC par division en code (ACDC), specifique aux SSD, impose l'optimisation des methodes concrètes de synthèse et generation des signals necessaires. Ce probleme a été abordé par l'auteur et le matériel présente concis les résultats des recherches.

7. ALCATEL - N. Gerbault, P. Guichard, M. Guiheneuf

Les multiplexeurs sincrones SM 1641 et SM 1651 de 155 et 622 Mb/s

Les multiplexeurs sincrones SM 1641 et SM 1651 fout partie de la gamme de prooduits sincrones de transport de la firme Alcatel.

Ils se caractériseut par leur capacité d'insérer des signaux de 2, 34, 140 et 150 Mb/s et par une maniére d'aborder leur projection qui donne la probabilité que la plus partre de ses plaques composantes d'étre utilisées dans tout les deux multiplexeurs.

Controlul conexiunilor transport în rețele de mare viteză

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1883

Octavian Catrina, Eugen Borcoci *

Cuvinte cheie: rețele de telecomunicații, protocol de transport, rețea de mare viteză, conexiune transport.

În continuarea studiului "Probleme actuale în proiectarea protocoalelor de transport", publicat în numărul precedent, acest articol prezintă soluții moderne de tratare a conexiunilor transport, studiate în vederea conceperii unui protocol de transport pentru rețele de mare viteză și aplicații multimedia, ilustrate prin Xpress Transport Protocol (XTP). Pentru comparație, sunt prezentate succint soluțiile clasice, oferite de protocolul standard, Transport Protocol (TP).

1. Introducere

Nivelul rețea are ca responsabilitate principală gestiunea resurselor rețelei (prin funcțiile de dirijare și de control al fluxului și al congestiei), pentru asigurarea căii de comunicație pentru nivelul transport. Acesta oferă utilizatorilor o comunicație capăt la capăt cu parametri de calitate a serviciului solicitați, mascând caracteristicile resurselor de nivel rețea utilizate (figura 1.1).

Normele ISO includ serviciul tansport, Transport Service (TS) [IS8072], și un protocol de transport, Transport Protocol (TP) [IS8073]. Este prevăzut un serviciu transport cu conexiune și (ca opțiune) un serviciu fără conexiune. Standardul TP definește cinci variante de protocol (clase), notate TP0 la TP4, care îndeplinesc serviciul TS pentru diferite calități ale serviciului rețea. Protocolul TP4, cel mai reprezentativ, preia integral responsabilitatea asigurării unei comunicații capăt la capăt fiabile, cu ipoteze minime asupra fiabilității serviciului furnizat de nivelul rețea.

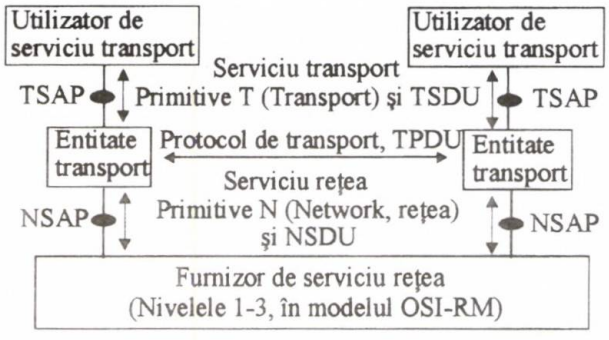


Figura 1.1.
Interacțiuni între nivelul transport și nivelurile adiacente

În acest articol sunt prezentate comparativ soluții clasice de control al conexiunii, adoptate pentru TP4, cu soluțiile studiate în prezent în vederea realizării unui protocol de transport pentru rețele de mare viteză și aplicații multimedia, ilustrate prin Xpress Transport Protocol (XTP).

Protocolul XTP a fost conceput inițial de firma Protocol Engines, SUA [PEI92], ca protocol de transfer (transport și rețea), pentru o implementare în software sau în hardware. Organizația XTP Forum, care îl promovează în prezent, elaborează o nouă versiune, redusă la funcții de nivel transport (XTP 4.0, [XTP95]). Nucleul protocolului constă într-un set minimal de mecanisme simple. Acestea pot fi combinate cu mare flexibilitate, pentru realizarea unor funcții mai complexe, adaptate unor diverse solicitări ale aplicațiilor și diverse caracteristici ale rețelei. XTP a fost adoptat ca bază de studiu de către ISO, pentru elaborarea protocolului HSTP (High Speed Transport Protocol) [CM91].

2. Conexiunea transport

Serviciul cu conexiune permite transferul unui flux de date cu cerințele de calitate solicitate de utilizatori, privind reconstituirea secvenței de date la recepție și o serie de parametri temporali (rata de transfer, întârziere, etc.).

Transferul datelor este precedat de operația de stabilire a conexiunii transport. Această fază constă dintr-un dialog în urma căruia se determină dacă serviciul poate fi realizat (aplicația apelată este accesibilă și activă, resursele permit asigurarea calității solicitate), se comunică parametrii de inițializare și se alocă resursele (procesele din cele două stații sunt create și

*Universitatea Politehnica București. Facultatea de Electronică și Telecomunicații

inițializate). Procedura include negocierea parametrilor și se încheie prin realizarea sau respingerea conexiunii.

Încheierea transferului datelor trebuie urmat de operația de eliberare a conexiunii, pentru disponibilizarea resurselor alocate (desființarea proceselor, eliberarea memoriei utuilizate).

Controlul conexiunii înglobează un ansamblu de proceduri care participă la crearea, utilizarea și eliberarea unei conexiuni. Procedurile asigură evoluția corectă în fazele de stabilire și eliberare, chiar dacă se pierd pachete, prin mecanisme cu confirmare, protejate prin temporizare și retransmitere.

Mecanisme de identificare a conexiunii permit asocierea corectă a fiecărui pachet cu conexiunea căruia îi aparține, inclusiv tratarea pachetelor întârziate de rețea și primite după închiderea conexiunii. Mecanisme de detectare și eliminare a conexiunilor abandonate (de exemplu, prin ieșirea din funcționare a uneia dintre stații sau respectarea sa) evită blocarea resurselor.

În majoritatea protocoalelor de transport actuale, pe conexiune se transferă un flux duplex de date ale utilizatorilor și informație de control. Pe fiecare sens, fluxul simplex multiplexează date transmise de utilizator și informație de control relativă la ambele fluxuri de date (semnalizare "în bandă"). Fluxul de date este o secvență de TSDU (în cazul TP) sau o secvență de octeți, eventual cu posibilitatea reconstituirii TSDU (în cazul XTP, TCP [CD91]. Protocoale concepute recent (XTP) permit realizarea unor conexiuni simplex cu o sursă și mai multe destinații *(multicast)*.

3. Controlul conexiunii în Transport Protocol (TP4)

Capetele unei conexiuni transport sunt două puncte de acces TSAP. Acestea sunt identificate prin adrese transport, constând din adresa rețea (adresa NSAP), care indică stația, și identificatorul TSAP (selectorul de transport), care indică o aplicație executată în stația respectivă. În czul TP4, perechea de adrese transport nu permite identificarea univocă a unei conexiuni (se pot stabili simultan mai multe conexiuni între două TSAP). În plus, datorită întârzierii aleatoare a pachetelor în rețea, este necesară distingerea pachetelor aparținând instanțierilor succesive ale conexiunii dintre două TSAP.

În dialogul de stabilire a conexiunii, capetele sunt indicate prin identificatorii TSAP. Entitățile TP4 asociază conexiunii un număr de referință local și se informează reciproc asupra valorilor adoptate. Pachetele transferate ulterior pe conexiune poartă numărul de referință adoptat de destinatar, în locul identificatorilor TSAP. Domeniul de valori de referință este finit, deci numărul de referință este disponibilizat la eliberarea conexiunii și va fi refolosit. Pentru ca identificarea conexiunilor să fie neambiguă, trebuie ca intervalul dintre reutilizări să fie mai mare decât durata de viață a pachetelor în rețea. În acest scop, numerele de referință sunt blocate după utilizare pentru un interval de timp acoperitor. În concluzie, numerele de referință asigură identificarea univocă a conexiunii căreia îi aparține un pachet recepționat și simplifică operația de identificare.

Procedura utilizată de TP4 pentru stabilirea conexiunii (fig. 3.1) este dublă confirmare (*3-way handshake*).

La primirea primitivei *T_Connect.request*, o entitate TP4 transmite un pachet *Connection Request (CR)* către capătul apelat. La recepția pachetului CR, entitatea apelată informează utilizatorul prin primitiva *T_Connect.indication*. Când acesta acceptă conexiunea, prin primitiva *T_Connect.response*, entitatea TP4 apelată răspunde prin pachetul *Connection Confirm (CC)*. Recepția pachetului *CC* marchează finalizarea stabilirii conexiunii la capătul inițiator. Succesul apelului este anunțat utilizatorului prin primitiva *T_Connect.confirm*. Entitatea apelată trebuie să aștepte confirmarea transferului pachetului *CC*, fie printr-un pachet de date, fie prin pachetul de

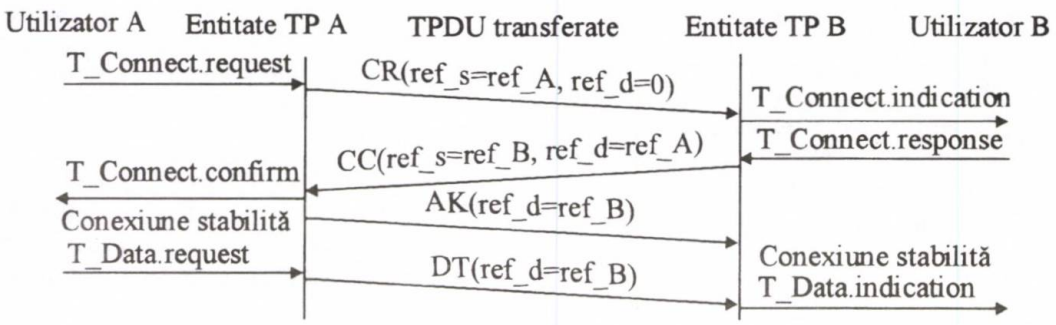


Figura 3.1. - Procedura de stabilire a conexiunii în **TP4** și inițierea transferului de date.
Notații: ref_s, ref_d = numărul de referință la capătul sursă, respectiv la capătul destinație

confirmare *AcKnowledge (AK)*, pentru a considera stabilirea încheiată. Acest lucru este necesar pentru verificarea validității pachetului *CR* (ar putea fi un duplicat al unei instanțieri anterioare) și pentru a avea garanția inițializării corecte a capătului apelant, pe baza valorilor din pachetul *CC*.

Adresele rețea apar ca parametri în primitivele de serviciu transport și rețea iar identificatorii TSAP intervin în primitivele de serviciu transport, în pachetul *CR* și (opțional) în pachetul *CC*.

Procedura permite negocierea parametrilor conexiunii. Pachetele *CR* și *CC* conțin parametri de calitate derivați din *T_Connect.request*, respectiv *T_Connect.response* și parametri de inițializare a conexiunii (clasa de protocol, numărul de referință alocat, creditul inițial pentru controlul fluxului etc). Entitățile TP și utilizatorul apelat pot interveni doar pentru a reduce calitatea serviciului indicată de inițiator. Rezultatul negocierli este indicat inițiatorului în *T_Connect.confirm*. Conexiunea poate fi respinsă de utilizatorul apelat, prin primitiva *T_Disconnect.request*, sau de entitatea TP4 apelată. În aceste cazuri entitatea TP4 răspunde la pachetul *Disconnect Request (DR)* și utilizatorul inițiator este informat asupra eșecului prin primitiva *T_Disconnect.indication*.

Atât pentru *CR*, cât și pentru *CC* se aplică mecanisme de retransmitere (de un număr limitat de ori), după expirarea unei temporizări în așteptarea confirmării asociate.

Procedura de eliberare conexiunii (fig. 3.2) realizează închiderea simultană și imediată a ambelor fluxuri de date, la inițiativa unuia dintre utilizatori. Deconectarea este finalizată indiferent de situația conexiunii și nu poate fi refuzată de celălalt utilizator. Responsabilitatea verificării transferului integral al datelor, înainte de deconectare, rămâne în sarcina nivelului superior.

Atunci când utilizatorul solicită deconectarea prin primitiva *T_Disconnect.request*, se transmite pachetul *Disconnect Request (DR)*. Cererea este confirmată cu pachetul *Disconnect Confirm (DC)*, utilizatorul este anunțat prin primitiva *T_Disconnect.indication* și se eliberează resursele alocate. Este prevăzut un mecanism de retransmitere a pachetului *DR* (de un număr limitat de ori), după expirarea unei temporizări, în așteptarea răspunsului *DC* (sau *DR* dacă și celălalt capăt a inițiat deconectarea).

Pentru identificarea unei conexiuni rămase în mod eronat deschisă, se folosește un contor de timp care cronometrează durata de inactivitate. Acesta este reinițializat la recepția fiecărui pachet și conexiunea este eliminată dacă expiră o anumită temporizare. În lipsa datelor de transmis, o entitate TP trebuie să trimită periodic pachete *AK*, pentru a menține conexiunea.

4. Controlul conexiunii în Xpress Transport Protocol (XTP)

Informația de stare asociată unei conexiuni, într-o entitate XTP, se numește *context*. O comunicație între entități XTP presupune crearea unei perechi de contexte între care se stabilește o *asociere*. Termenul asociere corespunde unei conexiuni în sens larg, incluzând comunicații de scurtă durată, de exemplu, datagrame cu/fără confirmare sau tranzacții.

Pentru protocolul XTP nu există o definiție precisă a serviciului. Primitivele indicate în diagramele din această secțiune sunt adaptate, în parte, din cele propuse pentru protocoale de transport de mare viteză [AS9] [CM91] [DA92].

Unui context XTP i se asociază local un identificator (*key*, cheie). O asociere punct la punct este identificată prin valorile cheie atribuite contextelor de cele două entități XTP (similar cu numerele de referință folosite de TP4). Protocolul suportă și asocieri punct-multipunct unidirecționale, în care un context al unei entități XTP (transmițătorul) este asociat mai multor contexte, din alte entități XTP (receptoare). În cele ce urmează ne vom ocupa doar de asocierile punct la punct.

Un proces utilizator anunță disponibilitatea pentru comunicație printr-o deschidere pasivă. În acest caz, se crează un *context pasiv* și se memorează opțiunile utilizatorului privind identitatea apelantului și valori ale parametrilor comunicației. Procesul utilizator poate

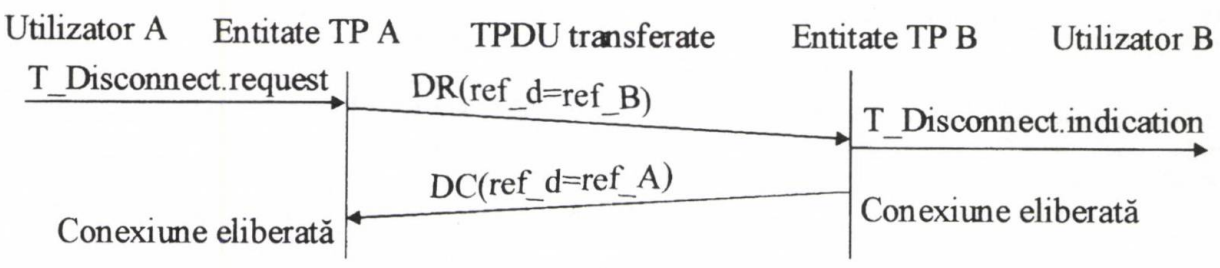


Figura 3.2. - Procedura de eliberare a conexiunii în TP4 (deconectare abruptă)

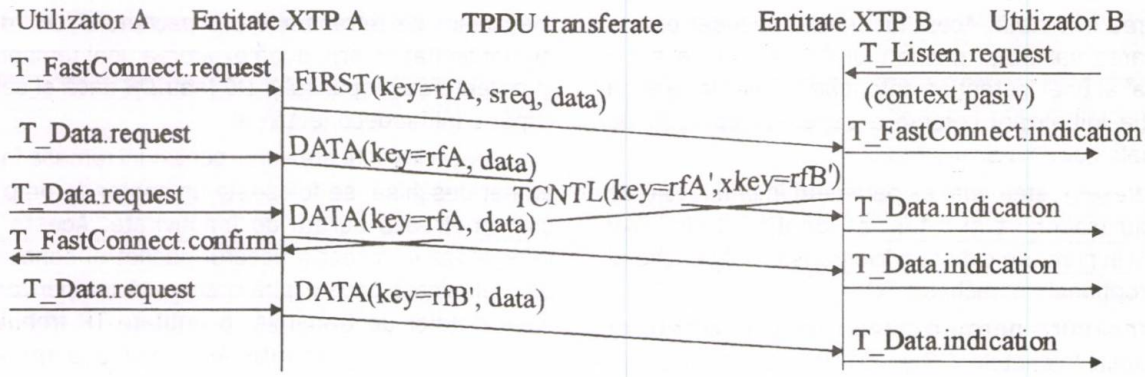


Figura 4.1. - Stabilire implicită (rapidă) a conexiunii în XTP.
Notații : rfA/rfB = cheia contextului A, respectiv B; apostroful indică setarea indicatorului return.

opta pentru acceptarea implicită a unei cereri de asociere, pe baza valorilor date la deschiderea pasivă, sau pentru acceptarea explicită, ca la TP4.

Deschiderea activă determină crearea unui *context activ* și inițierea procedurii de stabilire a asocierii. Există două variante. *Stabilirea explicită* constă într-un dialog care asigură transferul parametrilor (inclusiv negocierea calității serviciului) și inițializarea completă a capetelor conexiunii, înainte de intrarea în faza de transfer de date. *Stabilirea implicită* permite inițierea imediată a transferului de date, încă din primul pachet transmis. Ea permite realizarea unei asocieri de durată (*long-lived*) sau a unei asocieri efemere (*short-lived*), pentru care se inițiază deja și închiderea.

În XTP, receptorul răspunde cu o confirmare doar în urma unei cereri explicite din partea transmițătorului. Principalul mecanism de confirmare folosește indicatorul binar *sreq (status request)* din antetul pachetelor. Transmițătorul înscrie *sreq = 1* într-un pachet pentru a determina receptorul să răspundă imediat cu un pachet de control, care raportează starea curentă. Mecanismul este protejat de un temporizator și de o procedură specială de recuperare. În XTP 4.0, există trei forme de pachete de control: *CNTL* (formatul minim), *ECNTL* (indică în plus datele primite în afara secvenței) și *TCNTL* (conține în plus parametrii de trafic și cheia locală). Pachetul *TCNTL* se folosește doar ca răspuns la stabilirea conexiunii și pentru modificarea parametrilor de trafic.

În varianta implicită (figura 4.1), asocierea este considerată deschisă după transmiterea, respectiv recepția, pachetului *FIRST.* Acesta conține perechea de adrese transport, parametri de configurare și de inițializare a fluxurilor de date și un eventual segment de date de la utilizator.

Pentru realizarea asocierii trebuie să existe un context pasiv în entitatea XTP destinație, creat de utilizatorul apelat, iar parametrii propuși de pachetul *FIRST* să fie acceptabili. În caz contrar asocierea este respinsă cu un pachet *DIAG* și pachetele transmise imediat după *FIRST* sunt eliminate.

La stabilirea implicită, transferul datelor începe pe baza unor parametri predefiniți și fără garanția acceptării asocierii. Această fază se încheie când inițiatorul primește răspunsul la prima cerere de stare. Avantajul constă în începerea imediată a transferului de date, fără întârzierea necesară unui dialog prealabil, egală cu timpul de transfer dus-întors prin rețea. Câștigul poate deveni considerabil în rețelele cu produs bandă-întârziere ridicat și rată redusă a erorilor, pentru anumite aplicații.

O metodă specială de identificare a conexiunii permite entității inițiatoare să înceapă transferul de date fără să cunoască valoarea cheii contextului apelat. Entitatea inițiatoare înscrie în pachete cheia locală iar cea apelată înscrie cheia contextului inițiator. Cele două semnificații ale valorii cheii sunt distinse printr-un indicator binar (numit *return*). Dacă un pachet recepționat conține cheia contextului destinatar, identificarea constă într-o simplă citire în tabelul de contexte active. Dacă pachetul conține cheia contextului sursă, identificarea necesită o căutare în tabel, comparând originea pachetului (cheia și adresa *rețea*), cu cea a pachetului *FIRST.* Entitatea inițiatoare află cheia contextului apelat din câmpul *xkey* al pachetului *TCNTL.* Ulterior, se intră în regimul normal, în care ambele entități înscriu în pachete cheia contextului destinatar și se aplică metoda rapidă de identificare.

Procedura explicită de stabilire reprezintă doar un caz particular, în care inițiatorul așteaptă confirmarea stabilirii asocierii, înainte de a intra în faza de transfer

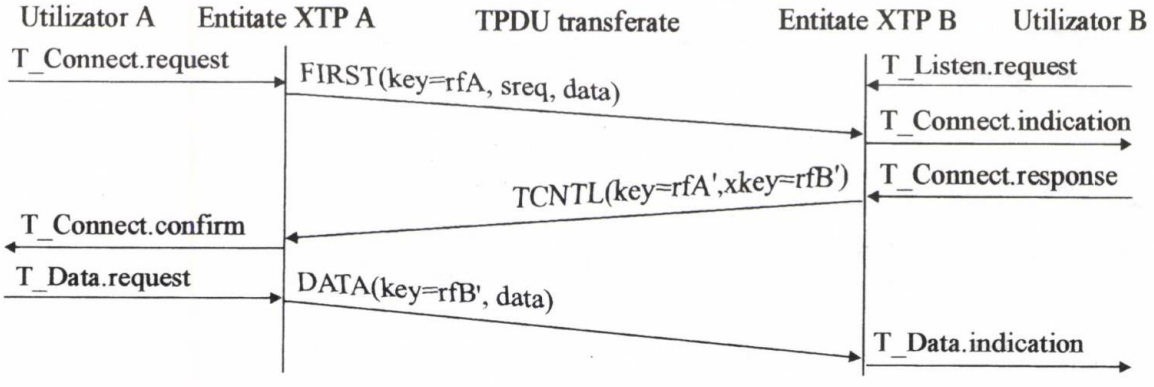


Figura 4.2 - Stabilire explicită (normală) a asocierii în XTP.
Notații : rfA/rfB = cheia contextului A, respectiv B; apostroful indică setarea indicatorului return

de date (fig. 4.2). Inițiatorul transmite un pachet *FIRST* fără date ale utilizatorului, cu indicatorul *sreq* setat în antet, și amână transferul de date până la primirea pachetului *TCNTL*.

Închiderea fluxurilor de date este controlată de trei indicatori binari din antetul pachetelor. O entitate XTP anunță prin *wclose (writer close)* închiderea fluxului de ieșire (nu mai sunt date de transmis), prin *rclose (reader close)* închiderea fluxului de intrare (receptorul a încheiat recepția datelor) și prin *end* închiderea ambelor fluxuri.

Indicatorii *wclose* și *rclose* intervin în două mecanisme cu confirmare elementară, folosite pentru închiderea unui flux simplex al conexiunii. Închiderea condiționată de transferul integral al datelor este inițiată de entitatea XTP transmițătoare prin setarea indicatorului *wclose*, în momentul terminării emisiei datelor, și confirmată de entitatea XTP receptoare prin setarea indicatorului *rclose*, în momentul recepției integrale a datelor. Închiderea forțată, cu abandonarea imediată a transferului de date, este inițiată de entitatea XTP receptoare prin setarea indicatorului *rclose* și confirmată imediat de entitatea XTP transmițătoare prin setarea indicatorului *wclose* (în XTP 4.0, această utilizare a indicatorului *rclose* este restrânsă doar pentru pachetul FIRST). Setarea unui indicator *wclose*, *rclose* sau *end* în antetul unui pachet marchează o tranziție de stare și pachetele transmise în continuare vor păstra indicatorul respectiv setat.

Eliberarea conexiunii se poate realiza în diverse moduri: prin închiderea condiționată, separată a fiecărui flux (*graceful close*, ca la TCP) sau prin combinarea celor două mecanisme, inițiind simultan închiderea condiționată a unui flux și terminarea forțată a celuilalt. Aceste variante permit eliberarea cu minimum de pachete de control și, în combinație cu stabilirea implicită, permit optimizarea transferurilor de datagrame și a comunicațiilor tranzacționale (cerere-răspuns). Câteva exemple sunt prezentate în figurile 4.3, 4.4, 4.5. În aceste diagrame sunt referite câmpurile *seq* și *rseq*, numărul de secvență la emisie, respectiv la recepție, și *dlen*, lungimea segmentului de date, din pachetele XTP. Numerotarea datelor se face la nivel de octet.

În figura 4.3 este ilustrată procedura de închidere condiționată, separată, a fiecărui flux. Când utilizatorul A anunță că nu mai are date de transmis, XTP A termină transmiterea datelor din buffer, încheind cu un pachet *DATA (wclose, sreq)*. Dacă datele au fost deja transmise, XTP A trimite un pachet *CNTL (wclose, sreq)*. În continuare, XTP A așteaptă confirmarea cu *rclose* a închiderii fluxului și asigură retransmiterea eventuală a unor pachete de date. Mecanismul de confirmare bazat pe *sreq* permite recuperea pierderii cererii de închidere, prin retransmitere la expirarea temporizării. La primirea pachetului cu indicatorii *wclose* și *sreq* setați, XTP B anunță utilizatorul B și răspunde printr-un pachet *CNTL* care descrie starea curentă, inclusiv eventuale date de retransmis. După recepția integrală a datelor, XTP B confirmă închiderea prin setarea indicatorului *rclose* în pachete. Sosirea unui pachet cu *rclose* setat la XTP A încheie procedura de închidere a primului flux de date.

La inițiativa utilizatorului B, XTP B declanșează o procedură similară de închidere a fluxului rămas. Pachetul *CNTL (wclose, rclose, end)* indică finalizarea închiderii asocierii.

În figura 4.4 este ilustrată realizarea unei comunicații tranzacționale, folosind stabilirea implicită și închiderea separată condiționată. S-a considerat că este necesară fragmentarea răspunsului.

Varianta prescurtată de deconectare, în numai două etape, constă din închiderea condiționată a unui flux și terminarea necondiționată a celui de-al doilea. Această variantă oferă o procedură mai eficientă de închidere pentru asocieri controlate de unul dintre

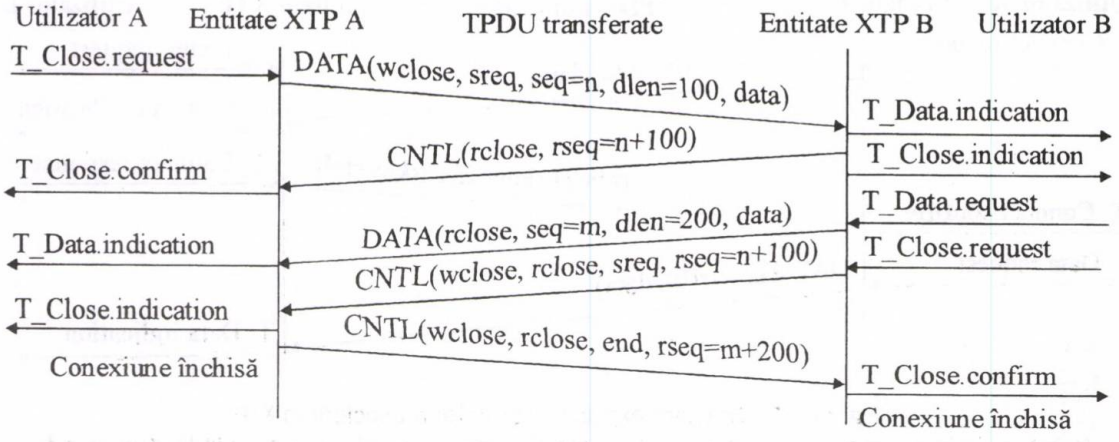


Figura 4.3. - Eliberare separată, condiționată, a asocierii în XTP

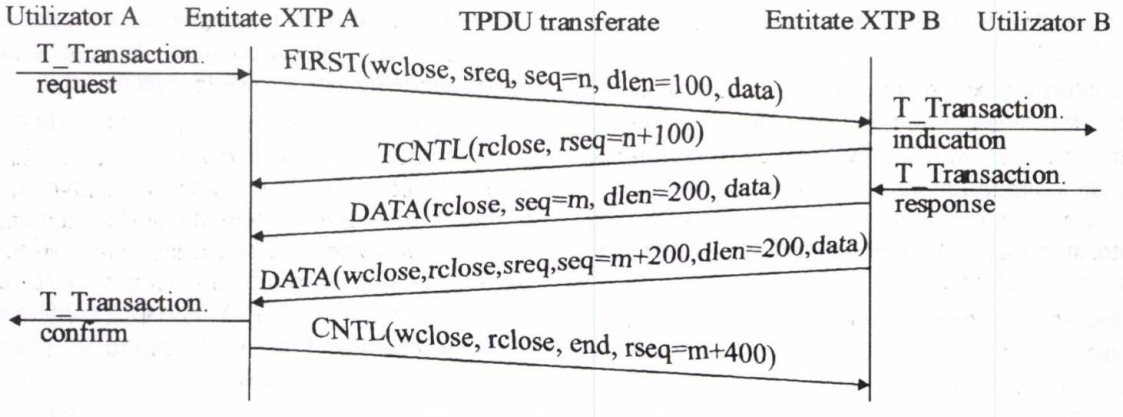


Figura 4.4 - Comunicație tranzacțională în XTP

utilizatori, de exemplu, o asociere efemeră pentru transferul unei datagrame cu confirmare (figura 4.5.a).

În variantele precedente, indicatorul *end* anunță închiderea ambelor fluxuri. El poate fi folosit, de asemenea, pentru a solicita eliberarea abruptă a asocierii. În acest caz, se livrează datele din buffer-ul de recepție, se abandonează datele netransmise și se elimină contextul. Figura 4.5.b prezintă utilizarea procedurii de eliberare abruptă în cazul transferului unei datagrame fără confirmare.

În XTP s-a renunțat la dubla confirmare de la stabilirea asocierii și la confirmarea de la eliberarea abruptă. Asigurarea fiabilității rămâne în sarcina altor mecanisme, bazate, în principal, pe temporizare.

Pentru identificatorii de conexiune locali se aplică o procedură de blocare a valorilor utilizate, pe o durată mai mare decât timpul de viață al pachetelor în rețea, similară cu cea din TP4.

O procedură de control al activității detectează asocierile false (un singur capăt activ), rezultate în urma unei erori la stabilire sau la eliberare. Un temporizator dedicat (*CTIMEOUT*) este reinițializat la recepția fiecărui pachet și, atunci când expiră, se încearcă un dialog (procedura de sincronizare). Dacă celălalt context nu mai există, replica va fi un pachet *DIAG* și contextul local este eliminat.

În situația din figura 4.5.a, inițiatorul ignoră rezultatul tentativei de stabilire până când primește pachetul *CNTL (wclose, rclose, end)*, care indică și închiderea asocierii. Când acest pachet se pierde, inițiatorul face o nouă tentativă de stabilire prin repetarea pachetului *FIRST*. Dacă entitatea apelată a eliminat contextul, nu poate detecta că pachetul *FIRST* este un duplicat și, în loc să repete pachetul *CNTL*, redeschide asocierea. În astfel de situații, pentru a evita duplicarea asocierii, eliminarea contextului la capătul apelat se face cu o întârziere acoperitoare.

5. Concluzii

Procedura clasică de stabilire a conexiunii, adoptată în TP4, acordă prioritate fiabilității în detrimentul performanței. Faza de transfer de date

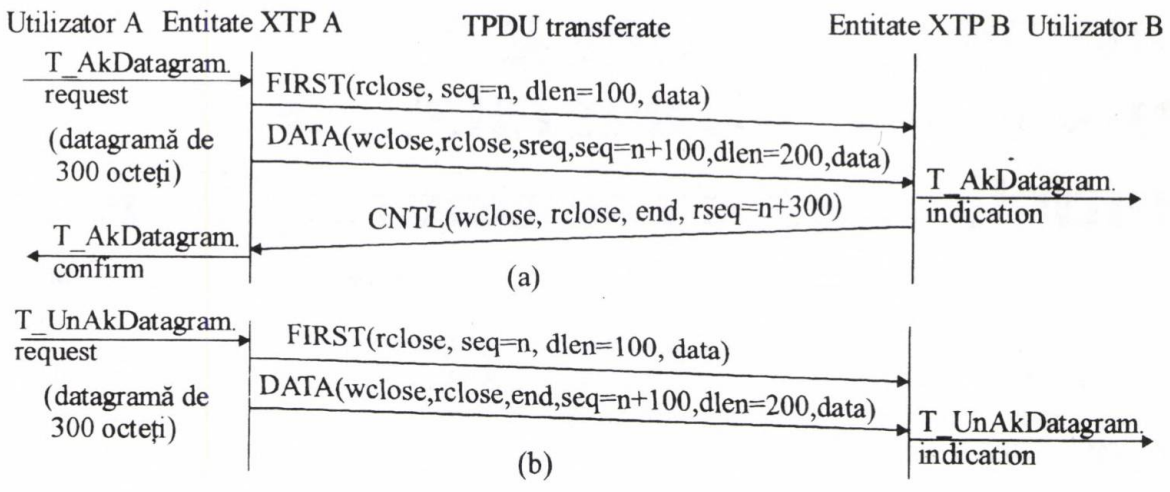


Figura 4.5. (a) - Transferul unei datagrame cu confirmare în XTP; (b) - Transferul unei datagrame fără confirmare în XTP. S-a considerat că este necesară fragmentarea datagramei

începe numai după confirmarea conexiunii și inițializarea completă a tuturor parametrilor, dar este amânată cu întârzierea necesară unui transfer dus-întors între cele două entități transport.

XTP conservă o procedură de confirmare, mai fiabilă și capabilă de a realiza negocierea parametrilor conexiunii, dar adaugă alternativa mai rapidă a deschiderii implicite. Stabilirea implicită este eficace pentru o rată redusă a erorilor și presupune utilizarea unor valori implicite ale parametrilor în faza inițială. Aceste condiții pot fi satisfăcute în numeroase situații. De asemenea, posibilitatea stabilirii conexiunilor punct-multipunct este esențială pentru anumite aplicații distribuite.

Comparând procedurile de eliberare, se constată flexibilitatea oferită de XTP, față de soluția unică, eliberarea abruptă, oferită de TP4. În combinație cu stabilirea implicită, diversele variante de eliberare permit protocolului XTP să-și extindă gama de servicii oferite, prin tratarea eficientă a comunicațiilor tranzacționale și prin datagrame, în timp ce TP4 se limitează la serviciul cu conexiune.

În concluzie, XTP se remarcă prin posibilitățile de daptare la contextul în care operează, astfel încât se pot estima rezultate net superioare celor oferite de TP4, în prezent și în perspectivă.

Glosar de notații și abrevieri

NSAP - Network Service Access Point, punct de acces la serviciul rețea;

NSDU - Network Service Data Unit, date ale utilizatorilor serviciului rețea;

TSAP - Transport Service Access Point, punct de acces la serviciul transport;

TSDU - Transport Service Data Unit, date ale utilizatorilor serviciului transport;

TPDU - Transport Protocol Data Unit, pachete vehiculate de protocolul de transport;

TCP - Transmission Control Protocol, protocol de transport utilizat în rețelele DARPA-Internet, un standard "de facto".

În notarea pachetelor, conform unei convenții unanim adoptate, indicatorii binari din antet apar atunci când sunt activi (valoare 1) și sunt precizate doar valorile câmpurilor relevante pentru procedura descrisă.

BIBLIOGRAFIE

[SA91] High Speed Transport Service (HSTS) definition. Contribution to ISO-IEC JTC1 SC6-WG4 on the High Speed Transport Service Definition. S.Andersen. Sept. 1991.

[CM91] High Speed Transport Protocol (HSTP) specification. Contribution to ISO-IEC JTC1 SC6-WG4 on the High Speed Transport Protocol. M. Cohn, Sept. 1991.

[CD91] D.Comer, Internetworking with TCP/IP, vol. I. Prentice-Hall, 1991.

[DA92] A.Danthine, Esprit Project OSI 95. New transport services for high-speed networks. Computer Networks and ISDN Systems 25, 1992, 384-399.

[IS8072] International Organization for Standardization. Information Processing Systems. Open Systems Interconnection. Transport Service Definition, ISO IS 8072, 1986.

[IS8073] International Organization for Standardization. Information Processing Systems. Open Systems Interconnection. Transport Protocol Specification, ISO IS 8073, 1988.

[PEI92] Xpress Transfer Protocol Definition, revision 3.6, Protocol Engines, Mountain View, Ca, USA, 1992.

[XTP95] Xpress Transport Protocol Specification, revision 4.0 (draft), XTP Forum, Sabnta Barbara, Ca, USA, 1995.

Metode de mărire a capacității canalelor de transmisiune Multiplicarea circuitelor digitale

***Prof.dr.ing. Mariana Jurian** **

Cuvinte cheie: detector vocal, interpolarea vorbirii cu asignare în timp (TASI); comunicații cu codare predicativă a vorbirii (SPEC), factor de activitate a căilor, cuvânt de alocare a eșantionului (SAW).

În articol sunt prezentate principalele aspecte privind două metode de multiplicare a circuitelor digitale (TASI și SPEC). Sunt analizate comparativ cele două metode atât ca implementare cât și ca performanțe.

1. Introducere

Creșterea continuă a schimbului informațional în toată lumea, apariția unor noi servicii de telecomunicații necesită canale de transmisiune de capacități din ce în ce mai mari.

Pentru transmisiile vocale digitale, tehnica interpolării vorbirii constituie o metodă eficientă de multiplicare a circuitelor și, implicit, de mărire a capacității canalelor de transmisiune. Această metodă se bazează pe proprietățile statistice specifice convorbirilor telefonice, pe caracteristicile semnalelor vorbirii.

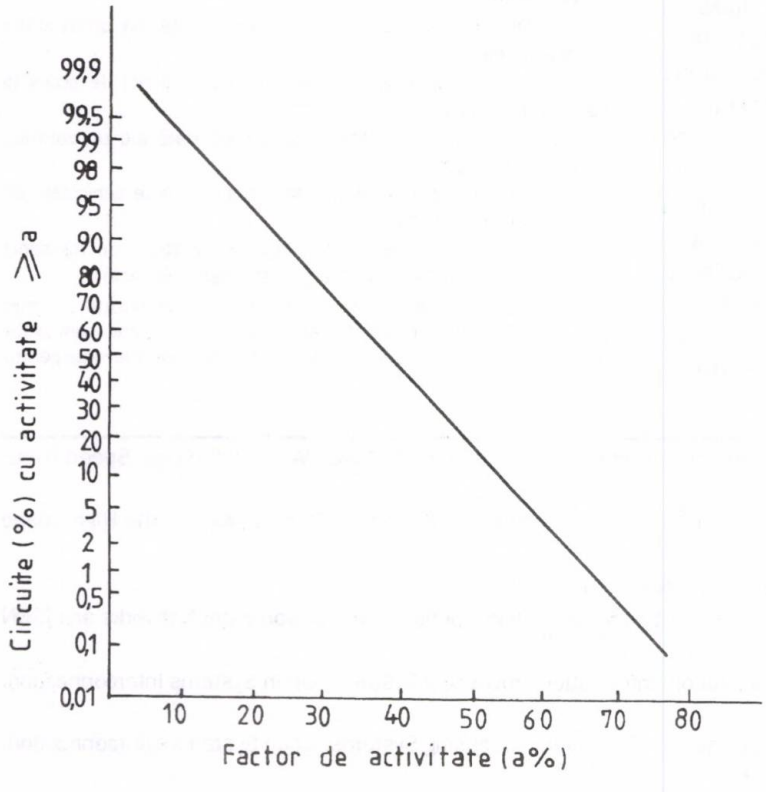


Figura 1 - Distribuția factorului de activitate al căilor

2. Principii teoretice generale

Metoda interpolării semnalelor vocale digitale are în vedere utilizarea integrală a domeniului timp pe baza caracteristicilor particulare, în esență, a caracterului discontinuu al vorbirii.

Pe baza analizei statistice a semnalelor vorbirii s-a constatat că într-o convorbire telefonică, calea este efectiv ocupată în medie doar 25 - 50% din timp, restul timpului fiind liberă, ca urmare a pauzelor inerente într-o conversație (pauze între silabe, pauze intrafraze și interfraze, ezitări și intervale de tăcere). Aceste pauze conduc la o utilizare ineficientă a canalului de comunicație ca urmare a micșorării factorului de activitate a căilor.

În figura 1 este prezentată distribuția factorului de activitate a căilor.

Sistemul DSI (Digital Speech Interpolation) exploatează proprietățile de activitate vocală redusă, interpolând alte convorbiri în pauzele de vorbire, comprimând numărul canalelor telefonice de la ieșirea sistemului față de cele de la intrare.

În principiu, sistemul fizic de realizare a interpolării trebuie să acționeze ca un comutator electronic care, pe baza datelor privind starea de moment a circuitelor de la intrare (active sau nu), să le asigneze pe cele active căilor libere în acel moment la ieșirea sistemului.

* Institutul de Marină Civilă Constanța

Pentru a se realiza aceasta este necesar ca sistemul de interpolare să îndeplinească următoarele funcțiuni:

- să recunoască existența semnalului vocal la intrarea sistemului, ceea ce implică o cerere de conectare la o cale liberă;
- să efectueze asignarea circuitului activ la o cale liberă la emisie, precum și conectarea corectă a canalului la circuitul corespondent la recepție, în vederea stabilirii legăturii.

Prin acest sistem se poate ajunge la o mărire a capacității canalului de până la trei ori.

Capacitatea canalului poate fi mărită și mai mult prin utilizarea unor metode particulare :

- TASI (Time Assigned Speech Interpolation - Interpolarea vorbirii cu asignare în timp);

- SPEC (Speech Predictive Encoded Communication - Comunicații cu codare predictivă a vorbirii).

Se obțin creșteri ale capacității canalului, comparativ cu comunicațiile PCM convenționale și multiplicări de circuite de 4/1 până la 5/1. Utilizându-se algoritmi de codare a vorbirii cu eficiența ridicată care asigură viteze de transmisie reduse a vocii (32 Kbit/s, 16 Kbit/s) se poate ajunge la multiplicări ale ciercuitelor de 8/1 și 10/1.

3. Metoda TASI - D

Interpolarea semnalelor viorbirii s-a aplicat la început pe circuitele telefonice analogice. În anul 1956 s-a început implementarea unui sistem de interpolare pentru semnale analogice pe cablul telefonic transoceanic Londra - New York, sistem experimentat în anul 1960. Implementarea digitală a tehnicilor de interpolare a vorbirii (TASI - D) are avantaje nete față de cea analogică:

- detector digital al vorbirii cu performanțe superioare;
- comutare digitală rapidă, eficace;
- alocare precisă și eficientă prin utilizarea procesoarelor digitale de alocare;
- generarea unor canale suplimentare în cazul congestiei de trafic prin metoda reducerii biților.

Ne vom referi în continuare la principiile, implementarea și performanțele sistemului TASI - D.

Metoda TASI este utilizată pentru a concentra un număr de canale de la intrare **n** într-un număr mai mic de canale de ieșire **c.** Echipamentul de transmisie lucrează pe baza conectării unui canal de intrare la unul de ieșire numai când primul este activ.

Multiplicarea circuitelor are următoarele secvențe principale:

- detectarea momentului activării canalului de intrare;
- alocarea aleatoare a unui canal liber la ieșire;
- transferul informației la recepție.

Semnalele vocale în format convențional PCM (8 biți/eșantion și 8000 eșantioane/s) și multiplexate cu diviziune în timp TDM sunt identificate pe fiecare circuit de un detector vocal digital și prin procesul de alocare la transmisie, sunt atribuite aleator canalelor de serviciu. Informațiile privind alocările canalelor sunt transmise la recepție prin canalul de control sau de alocare. Alocarea se poate face după diferite reguli (de ex. primul sosit, primul servit).

După cum se observă în Figura 2, fiecărui canal din cele **n** canale de la intrare, detectat ca activ, i se alocă în cadrul TDM un anumit interval de timp.

Cadrul transmis către recepție conține un număr **c** de canale de serviciu (intervale de timp), **c < n**,

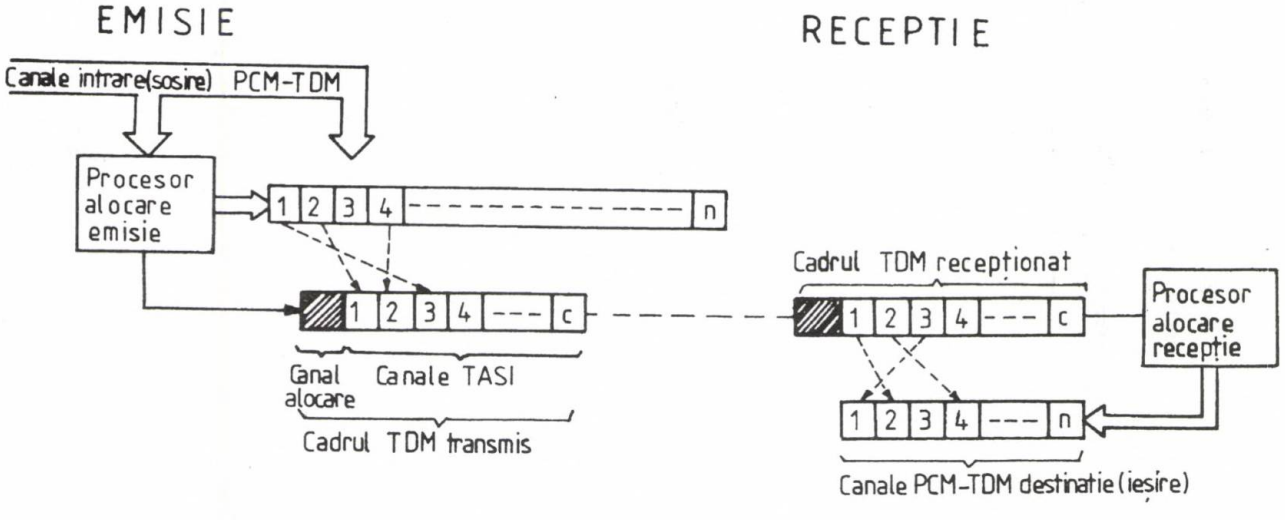


Figura 2 - Sistem TASI

precum și un interval de timp destinat canalului de control al alocărilor.

La recepție, canalele de serviciu sunt reformatate de procesorul de alocare de recepție în concordanță cu mesajele privind alocarea canalelor. Deci, canalele recepționate sunt readuse în pozițiile lor originale, corespunzătoare cadrului TDM de la intrare. Numărul efectiv de canale asociate la ieșire **c**, depinde de structura cadrului și de viteza de codare.

Raportul de multiplicare a circuitelor (**n/c**) depinde în primul rând de factorul de activitate a căilor, deci de timpul cât se vorbește efectiv pe căile implicate în procesul de interpolare. Cadrul TDM conține la un moment dat secvențe aparținând diferitelor convorbiri ce se desfășoară simultan în cele **n** linii telefonice.

Factorul de activitate al căii telefonice depinde de durata medie a secvenței de vorbire și de durata medie a pauzelor între secvențele de vorbire.

$$a = \frac{L}{L + P} \qquad (1)$$

unde: a - factorul de activitate al căii

L = durata medie a secvenței de vorbire

P = durata medie a pauzelor

Un fenomen neplăcut care apare în sistemele cu interpolare a vorbirii este tăierea secvențelor de vorbire. Se consideră acceptabilă probabilitatea de 2% tăieri ale secvențelor de vorbire mai mari de 50 ms.

Probabilitatea ca o cerere de convorbire apărută aleator să fie pierdută, toate căile fiind ocupate, adică posibilitatea ca la un moment dat numărul vorbitorilor simultani să fie egal sau mai mare ca numărul canalelor de ieșire, $\mathbf{n \geq c}$, este dată de o lege binomială (Bernoulli). Eficiența sistemului de interpolare este apreciată funcție de această probabilitate.

$$P_{c,n,a} = \sum_{x=c}^{n} C_n^x a^x (1-a)^{n-x}, \qquad (2)$$

în care:

$$C_n^x = \frac{n!}{x!(n-x)!}, \text{ deci:} \qquad (3)$$

$$P_{c,n,a} = \sum_{x=c}^{n} \frac{n!}{x!(n-x)!} a^x (1-a)^{n-x}, \qquad (4)$$

Pierderile suferite de semnalul vocal în sistemul de interpolare se determină cunoscându-se valorile calculate ale probabilităților $P_{c,n,a}$.

Pentru calcule se folosește fie distribuția exponențială a duratei secvențelor de vorbire, cea care aproximează cel mai bine datele experimentale:

$$a' = ae^{-T/L} \qquad (5)$$

fie secvențe de durate constante:

$$a' = a(1 - {}^{T}/_{L}) \qquad (6)$$

Înlocuind relația (5) în relația (4), se obține probabilitatea ca secvențele de vorbire să fie tăiate un timp mai mare ca **T**. Astfel:

$$P_{c,n,a'} = \sum_{x=c}^{n} \frac{n!}{x!(n-x)!} (ae^{-T/L}) X (1 - ae^{-T/L})^{n-x}. \qquad (7)$$

În figura 3 este prezentată variația probabilității de tăiere a secvențelor de vorbire pentru **T** > 50 ms și L = 1,5 s, funcție de numărul canalelor de ieșire **c**, parametrul fiind numărul canalelor de intrare **n**. Se observă că probabilitatea ca tăierea cuvintelor să depășească 50 ms crește rapid dacă **c** are valori mai mici decât cele corespunzătoare probabilității acceptate de 2%.

Fracțiunea de convorbire pierdută datorită interpolării este dată de relația (8).

$$\Phi = \sum_{x=c}^{n} \frac{1}{x} P_{x,n,a}. \qquad (8)$$

În momentele de congestie de trafic, când numărul canalelor de ieșire poate deveni insuficient și pierderile de interpolare devin importante, se pot crea canale suplimentare prin metoda reducerii biților de cuantizare PCM - D.

Dacă la ieșire sunt asignate **c** canale PCM de 8 biți, eliminând bitul cel mai puțin semnificativ se obțin c/7 canale suplimentare la ieșire. Eliminând încă un bit, se obțin c/6 canale și așa mai departe. Probabilitatea de apariție a unui canal suplimentar prin eliminarea unui bit în condițiile probabilității de prag de 2% și **T** = 50 ms este:

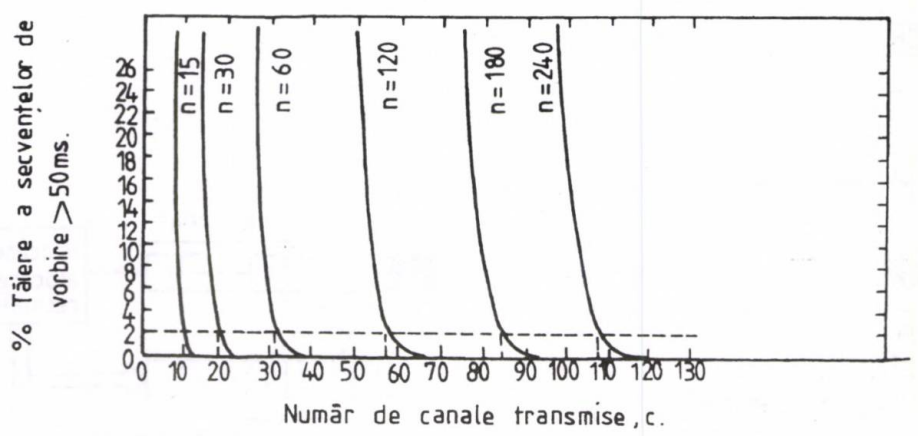


Figura 3 - Probabilitatea de tăiere a secvențelor de vorbire mai mari de 50 ms, funcție de numărul de canale transmise, **c**, pentru **n** canale de intrare.

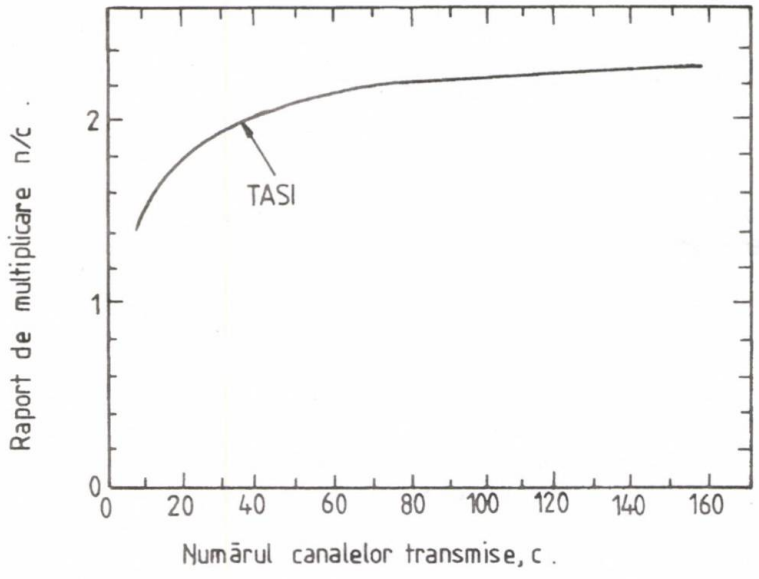


Figura 4 - Raportul de multiplicare **n/c,** pentru metoda TASI

$$P_{c,n,a} - P_{c+1,n,a} \quad (9)$$

și pentru **m** canale suplimentare este:

$$P_{c+m-1,n,a} - P_{c+m,n,a} \quad (10)$$

În figura 4 este prezentată eficiența sistemului TASI - D, respectiv raportul de multiplicare a canalelor în situația de funcționare normală (a) și în situația de congestie de trafic când se folosește metoda reducerii biților (b).

Generarea canalelor suplimentare prin metoda reducerii biților micșorează probabilitatea degradării cuvintelor prin tăierea secvențelor de vorbire, dar se înrăutățește zgomotul de cuantizare, ceea ce este mai puțin supărător. Pentru fiecare bit redus, zgomotul de cuantizare crește cu 2 dB.

4. Metoda SPEC

SPEC reprezintă o interpolare digitală a vorbirii care diferă semnificativ de TASI. Se folosește codarea predictivă. Eșantioanele PCM sunt comparate cu cele transmise anterior și se transmit numai eșantioanele care diferă de acestea cu un anumit număr de pași de cuantizare (e). Acestea sunt denumite eșantioane imprevizibile. Restul eșantioanelor previzibile nu se mai transmit. În figura 5 este prezentat principial sistemul SPEC.

Alocarea canalelor de intrare la cele de ieșire, de serviciu, se face instantaneu la fiecare cadru, nefiind necesară memorarea alocării sau înregistrarea acesteia într-o memorie separată de alocare. Alocarea se face printr-un cuvânt de alocare a eșantionului SAW (Sample Assignment Word) care se modifică la fiecare cadru, evitându-se tăierea secvențelor de vorbire și asigurându-se o mare flexibilitate în alocarea canalelor intrare —> ieșire. Raportul de multiplicare a circuitelor este mai mare ca în cazul TASI - D.

De exemplu, informația conținută în **n** = 64 canale telefonice de intrare se poate transmite pe **c** = 32 canale PCM de ieșire. Cadrul SPEC transmis (125 μs) se compune dintr-un SAW inițial, urmat de intervalele cu mesajele de 8 biți corespunzătoare eșantioanelor

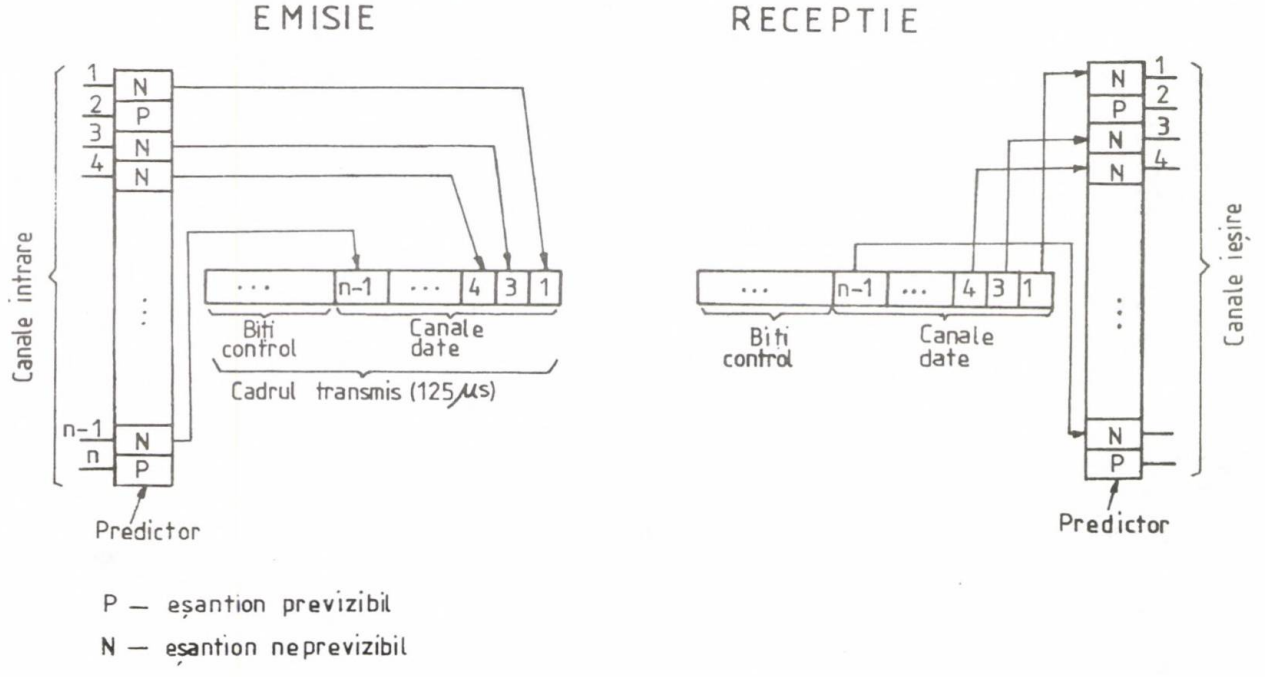


Figura 5 - Sistemul SPEC

PCM ale canalelor individuale de intrare, judecate ca imprevizibile de către algoritmul de predicție a emițătorului. SAW este format din **n** biți, fiecărui canal telefonic de intrare fiindu-i alocat un bit. Pentru canalele active bitul este "1", iar pentru cele inactive este "0".

Eșantioanele PCM extrase pe durata fiecărui eșantion din cele **n** canale de intrare, sunt comparate cu eșantioanele transmise anterior către receptor și păstrate în memorie. Se transmit numai eșantioanele imprevizibile care înlocuiesc în memorie eșantioanele înscrise anterior, atât la emisie, cât și la recepție, conform informațiilor conținute în SAW.

La un moment dat, cadrul SPEC la recepție conține eșantioane noi pe canalele care au fost actualizate de cadrul SPEC cel mai recent recepționat și repetări ale eșantioanelor care nu au fost actualizate.

Activitatea înregistrată la un moment dat pe toate canalele, cu un număr de pași de cuantizare **e**, este de:

$$a_e = a\left[1 - \sum_{k=0}^{e} P(\Delta = K)\right] = a(1 - P_e), \quad (11)$$

unde a_e - este activitatea căilor după eliminarea eșantioanelor care diferă de cele transmise anterior cu un număr de pași ≤ **e.**

$P(\Delta = K)$ - probabilitatea eșantioanelor care diferă de cele transmise anterior prin K pași de cuantizare.

a - activitatea pe ansamblul canalelor de intrare fără predicție

P_e - predictibilitatea eșantioanelor care diferă de cele anterioare cu un număr de **e** pași de cuantizare.

Valoarea uzuală pentru **a** este a = 40%.

a_e se alege astfel ca:

$$a_e \le \frac{c}{n}, \text{ iar:} \quad (12)$$

$$P_e \ge 1 - \frac{c}{na} \quad (13)$$

Din relația (13) rezultă că numărul mediu de canale de ieșire utilizate cu predicție este :

$$c = na(1 - P_e) \quad (14)$$

iar probabilitatea ca la un moment dat numărul canalelor de intrare active să depășească numărul canalelor de ieșire este dată de o lege binomială (Bernoulli), ca și în cazul sistemelor TASI:

$$P(n > c) = P_{c,n,a_e} = \sum_{x=0}^{n} \frac{n!}{x!(n-x)!} a_e^x (1 - a_e)^{n-x}. \quad (15)$$

5. CONCLUZII

Deși în privința implementării cele două metode au elemente asemănătoare (interfețele de conversie A/D și D/A, detectoarele vocale ș.a.) SPEC prezintă o serie de avantaje față de TASI, dintre care cele mai importante sunt:

- dirijarea informației între corespondenți la SPEC se face pe baza informației conținută în SAW, iar în sistemele TASI prin intermediul unor memorii de alocare. TASI necesită un canal separat pentru transmiterea mesajelor de alocare;
- în condiții de congestie de trafic, la TASI se produc tăieri importante ale secvențelor de vorbire. Folosirea metodei reducerii numărului de biți micșorează acest efect, dar cu prețul măririi costului implementării și al complexității protocolului de alocare. La SPEC modificarea corespunzătoare a aperturii în funcție de gradul de solicitare de convorbiri conduce doar la mărirea nesemnificativă a zgomotului de cuantizare.

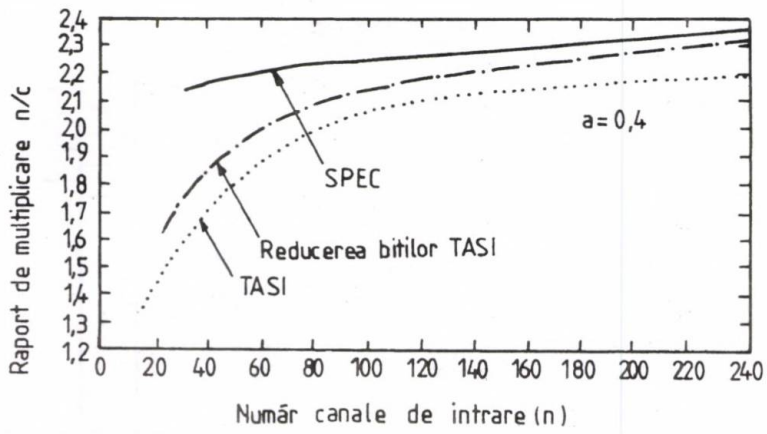


Figura 6 - Raportul de multiplicare a circuitelor pentru sistemul TASI și SPEC

BIBLIOGRAFIE

1. Galiardi R, - Satellite Communications. Canada, V.N.R., 1991

2. Intelsat, - Digital Satellite Communications Technology, 1992

3. Miedena M, Schachtman N, - TASI Quality Effect of Speech Detectors and Interpolation - BSTJ (Bell System Technical Journal), vol. 41, iulie 1962

4. Jurian M, - Metode de acces a stațiilor de sol de capacitate mică la sistemul de telecomunicații prin sateliți. Teză de doctorat IPB, 1980

5. Jurian M, - Sisteme de interpolare a convorbirilor cu asignare în timp - Transporturi și Telecomunicații nr. 4, 1981

Algoritmi rapizi pentru transformata HARTLEY discretă Partea I: algoritmi în baza doi

Silviu Ciochină[1], Ara Nefian[2] *

Cuvinte cheie: Transformata Hartley discretă, algoritmi rapizi, filtrare numerică.

Transformanta Hartley discretă se dovedește a fi un instrument deosebit de util pentru efectuarea convoluției secvențelor reale, deci pentru realizarea filtrării numerice, domeniu în care tinde să înlocuiască transformata Fourier rapidă. În această primă parte sunt prezentați algoritmii în bază doi. Se prezintă o metodă de calcul a complexității aritmetice.

1. Introducere

Transformata Hartley a fost introdusă inițial ca o transformare pentru semnale continue în timp, de către R.V. Hartley [9]. Interesul pentru această transformare a crescut odată cu introducerea transformatei Hartley discrete (THD) de către Bracewell [1], [2] care a pus în evidență existența unor algoritmi rapizi, în baza 2, cu decimare în timp. Lucrări ulterioare [3], [4], [5], au scos în evidență faptul că și alți algoritmi rapizi, utilizați pentru calculul transformatei Fourier discrete (TFD), pot fi aplicați, cu o serie de modificări pentru calculul THD. Apariția aproape simultană a unor algoritmi pentru calculul TFD în cazul secvențelor reale [6], [7] având o complexitate apropiată de aceea a algoritmilor pentru THD, nu au redus totuși interesul pentru THD. Aceasta din urmă pare să fie preferată în aplicațiile realizate în procesoare integrate de semnal sau conducând la VLSI dedicate [8].

Fie semnalul discret real de suport finit, x(n), n = 0, . . . , N - 1. Se definesc transformatele Hartley discrete, directă și inversă, prin:

$$\mathrm{THD}\,|\,x[n]\,|\,[k] = H[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]\,\mathrm{cas}\left(kn\frac{2\pi}{N}\right),$$

$$k = 0, \ldots, N-1, \qquad (1)$$

$$\mathrm{THDI}\,|\,H[k]\,|\,[n] = x[k] = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} H[k]\,\mathrm{cas}\left(kn\frac{2\pi}{N}\right),$$

$$n = 0, \ldots, N-1,$$

$$\mathrm{cas}(x) = \cos(x) + \sin(x). \qquad (2)$$

Aceste relații arată că exceptând înmulțirea cu 1/N transformatele directă și inversă au expresii identice. Evident transformarea e liniară și se pot ușor deduce unele proprități asemănătoare cu cele ale transformatei Fourier discrete (TFD). Câteva dintre acestea sunt foarte utile pentru aplicații și vor fi amintite în continuare.

- *Relații cu TFD.* Deoarece:

$$\mathrm{TFD}\,|\,x[n]\,| = X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]\left(\cos kn\frac{2\pi}{N} - j\sin kn\frac{2\pi}{N}\right)$$

$$H[k] = \mathrm{Re}\,|\,X[k]\,| - \mathrm{Im}\,|\,X[k]\,|. \qquad (3)$$

Invers, observând că:

$$\mathrm{THD}\,|\,x[N-n]\,|\,[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]\left(\cos\left(kn\frac{2\pi}{N} - j\sin kn\frac{2\pi}{N}\right)\right.$$

(4)

rezultă:

$$\mathrm{Re}X[k] = \frac{1}{2}\left(\mathrm{THD}\,|\,x[n]\,|\,[k] + \mathrm{THD}\,|\,x[N-n]\,|\,[k]\right),$$

$$\mathrm{Im}X[k] = \frac{1}{2}\left(\mathrm{THD}\,|\,x[N-n]\,|\,[k] - \mathrm{THD}\,|\,x[n]\,|\,[k]\right). \qquad (5)$$

- *Teoreme de convoluție.*

- Transformata Hartley a convoluției ciclice a secvențelor:

$$\mathrm{THD}\,|\,x_1 \otimes . \, x_2\,|\,[k] = \frac{1}{2}\left(H_1[k]\,H_2[k] + \right.$$

$$+ H_1[k]\,H_2[N-k] +$$

$$\left. + H_1[N-k]\,H_2[k] - H_1[N-k]\,H_2[N-k]\right). \qquad (6)$$

- Transformata Hartley a produsului a două secvențe:

$$\mathrm{THD}\,|\,x_1[n]\,x_2[n]\,|\,[k] = \frac{1}{2N}\left\{\left(\mathrm{THD}\,|\,x_1[n]\,|\,\otimes\right.\right.$$

* - [1] Universitatea Politehnica București, - [2] Georgia Tech Lorraine, Metz

$$\otimes \mathrm{THD}\{x_2[n]\})[k]+(\mathrm{THD}\{x_1[n]\}\otimes$$
$$\otimes \mathrm{THD}\{x_2[N-n]\})[k]+(\mathrm{THD}\{x_1[N-n]\}\otimes$$
$$\otimes \mathrm{THD}\{x_2[n]\})[k]-(\mathrm{THD}\{x_1[N-n]\}\otimes$$
$$\otimes \cdot\mathrm{THD}\{x_2[N-n]\})[k]\} \qquad (7)$$

sau:

$$\mathrm{THD}\{x_1[n]x_2[n]\}[k]=\frac{1}{2N}\{(H_1[l]\otimes$$
$$\otimes H_2[l])[k]+(H_1[l]\otimes$$
$$\otimes H_2[N-l])[k]+(H_1[N-l]\otimes$$
$$\otimes H_2[l])[k]-(H_1[N-l]\otimes$$
$$\otimes H_2[N-l])[k]=\frac{1}{2N}\{(H_1(l)\otimes$$
$$\otimes(H_2(l)+H_2[N-l]))[k]+H_1[N-l]\otimes$$
$$\otimes\cdot(H_2[l]-H_2[N-l])[k]\} \qquad (8)$$

Existența teoremelor de convoluție conferă transformatei Hartley o primă categorie de aplicații: calculul convoluției rapide [5], [10], deci realizarea filtrelor numerice RFI de ordine mari. Complexitatea artitmetică (deci și viteza) obținute pe această cale sunt sensibil superioare față de cele obținute utilizând transformata Fourier rapid obișnuită. Acești parametri devin apropiați dacă se utilizează algoritmi TFR specifici secvențelor reale. Față de acest caz, convoluția rapidă bazată pe THR are avantajul de a utiliza același algortim atât pentru transformata directă cât și pentru cea inversă, conducând la o modularitate crescută a structurii sau la o lungime mai redusă a programelor.

- O teoremă de tip Parseval.

$$\sum_{n=0}^{N-1}x^2[n]=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}H^2[k]=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}|X[k]|^2. \qquad (9)$$

2. Algoritmi în baza 2, cu decimare în timp

În general, algoritmii baza R cu decimare în timp pot fi introduși și în acest caz pornind de la o reprezentare a indicilor în forma:

$$n=n_1+Rn_2;$$
$$k=k_1+\frac{N}{R}k_2;$$
$$k_1,n_2\in\overline{[0,\frac{N}{R}-1]};$$
$$k_2,n_1\in\overline{[0,R-1]}. \qquad (10)$$

Pentru R = 2 se obțin:

$$H[k_1+\frac{N}{2}k_2]=\sum_{n_1=0}^{1}\sum_{n_2=0}^{\frac{N}{2}-1}x[n_1+2n_2]\cos((n_1+$$
$$+2n_2)(k_1+\frac{N}{2}k_2)\frac{2\pi}{N}) \qquad (11)$$
$$\cos((n_1+2n_2)(k_1+\frac{N}{2}k_2)\frac{2\pi}{N}=$$
$$\cos(\frac{2\pi}{N}n_2k_1)\cos(\frac{4\pi}{N}n_2k_1)\cos(\pi n_1k_2)-$$
$$-2\sin(\frac{4\pi}{N}n_2k_1)\cos(\pi n_1k_2)\sin(\frac{2\pi}{N}n_1k_1)=$$
$$=(-1)^{n_1k_2}[\cos(\frac{2\pi}{N}n_1k_1)\cos(\frac{4\pi}{N}n_2k_1)-$$
$$-2\sin(\frac{2\pi}{N}n_1k_1)\sin(\frac{4\pi}{N}n_2k_1)], \qquad (12)$$

așa încât rezultă:

$$H[k_1+\frac{N}{2}k_2]=\sum_{n_2=0}^{\frac{N}{2}-1}x[2n_2]\cos\frac{4\pi n_2k_1}{N}+$$
$$+(-1)^{k_2}\cos\frac{2\pi k_1}{N}\sum_{n_2=0}^{\frac{N}{2}-1}x[2n_2+1]\cos\frac{4\pi n_2k_1}{N}+$$
$$+(-1)^{k_2}\sin\frac{2\pi k_1}{N}\sum_{n_2=0}^{\frac{N}{2}-1}x[2n_2+1]\sin\frac{4\pi n_2k_1}{N}, \qquad (13)$$

sau:

$$H[k_1+\frac{N}{2}k_2]=\mathrm{THD}_{\frac{N}{2}}\{x[2n_2]\}[k_1]+$$
$$+(-1)^{k_2}\cos\frac{2\pi k_1}{N}\mathrm{THD}_{\frac{N}{2}}\{x[2n_2+1]\}[k_1]+$$
$$+(-1)^{k_2}\sin\frac{2\pi k_1}{N}\mathrm{THD}_{\frac{N}{2}}\{x[2n_2+1]\}[\frac{N}{2}-k_1], \qquad (14)$$

unde s-au introdus notațiile:

$$\mathrm{THD}_{\frac{N}{2}}\{x[2n_2]\}[k_1]=\sum_{n_2=0}^{\frac{N}{2}-1}x[2n_2]\cos\frac{4\pi n_2k_1}{N},$$
$$k_1\in[0,\frac{N}{2}-1]. \qquad (15)$$

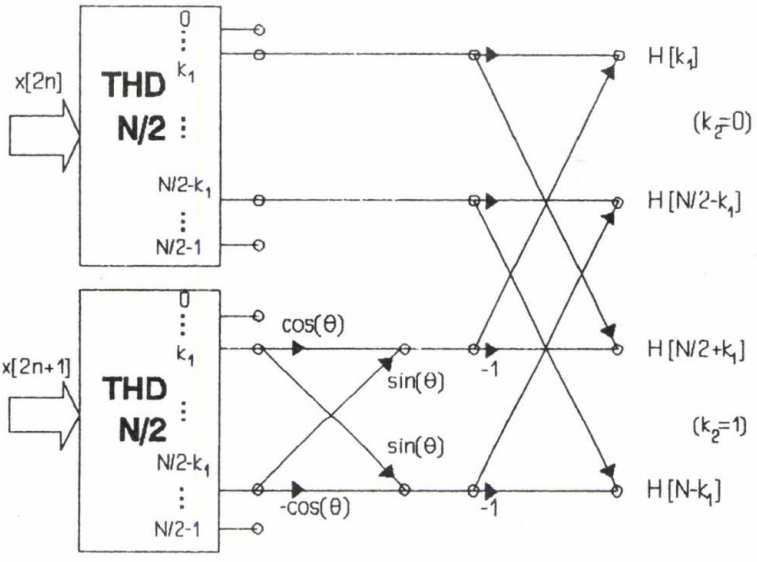


Figura 1

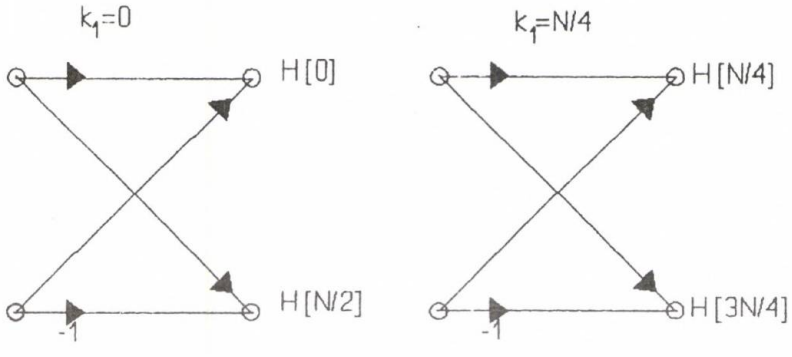


Figura 2

$$THD\frac{N}{2}\left| x[2n_2+1] \right|[k_1] = \sum_{n_2=o}^{\frac{N}{2}-1} x[2n_2+1]\cos\frac{4\pi n_2 k_1}{N}, \tag{16}$$

$$THD_{\frac{N}{2}}\left| x[2n_2+1] \right|[\frac{N}{2}-k_1] = \sum_{n_2=0}^{\frac{N}{2}-1} x[2n_2+1]\left(\cos\frac{4\pi n_2 k_1}{N} - \sin\frac{4\pi n_2 k_1}{N}\right). \tag{17}$$

Se observă descompunerea THD de ordin N în două THD de ordin N/2, având drept intrări eșantioanele pare, respectiv impare ale secvențelor de intrare. Aceasta corespunde grafului din figura 1, unde $\theta = 2\pi k_1 / N$.

Operația de decimare se va aplica în continuare transformatelor în N/2 puncte și așa mai departe, până se ajunge la transformate de ordinul 2. Figura 1 pune, de asemenea, în evidență structura "fluturelui" specific acestei transformări. Se vede că un asemenea fluture conține patru înmulțiri și șase adunări (toate reale). Pentru $k_1 = 0$ și $k_1 = N/4$ se obțin structuri mai simple (fig. 2) având doar două adunări. În total, într-un etaj de dimensiune N se găsesc N/4-1 fluturi cu structura complexă din figura 1 pentru k_1=1, . . ., N/4-1 și fluturi de tip $k_1 = 0$, $k_1 = N/4$.

Rezultă că într-un asemenea etaj vor trebui efectuate (N/4-1) 4 = N-4 înmulțiri reale și (N/4-1) 6 + 4 = 3N/2-2 adunări reale.

Numerele de înmulțiri, NMR[N], și de adunări reale, NAR[N], pentru efectuarea unei transformate de ordin N, sunt deci date de relațiile de recurență:

$$NMR[N] = N-4 + 2NMR[\frac{N}{2}],$$

$$NAR[N] = \frac{3N}{2} - 2 + NAR[\frac{N}{2}] \tag{18}$$

În cazul N = 8, va exista un fluture complex, unul de tip "0" și unul de tip "N/4". Pentru fluturele complex $k_1 = 1$ și $\alpha = \cos\theta = \sin\theta = \sqrt{2}/2$, ceea ce permite reducerea a două înmulțiri. Se obține graful din figura 3.

Se constată că NMR [8] = 2; NAR [8] = 26. Ecuațiile (18) sunt de forma:

$$y[N] = AN + B + 2y[\frac{N}{2}] \tag{19}$$

unde $N = 2^M$, deci notând $y[2^M] = v[M]$ se obține o ecuație cu diferențe finite:

$$v[M] - 2v[M-1] = A2^M + B \tag{20}$$

Soluția generală este:

$$v[M] = v'[M] + v''[M] \tag{21}$$

unde v' [M] este soluția generală a ecuației omogene:

$$v[M] - 2v[M-1] = 0 \tag{22}$$

iar v'' [M] este o soluție particulară a ecuației cu parte dreaptă. Ecuația caracteristică având soluția 2, soluția ecuației omogene este:

$$v'[M] = \alpha 2^M, \tag{23}$$

iar v'' [M] se caută sub forma:

$$v''[M] = aM2^M + b. \tag{24}$$

Înlocuind în ecuație se obțin a = A, b = –B; rezultă soluția generală:

$$v[M] = \alpha 2^M + AM2^M - B \tag{25}$$

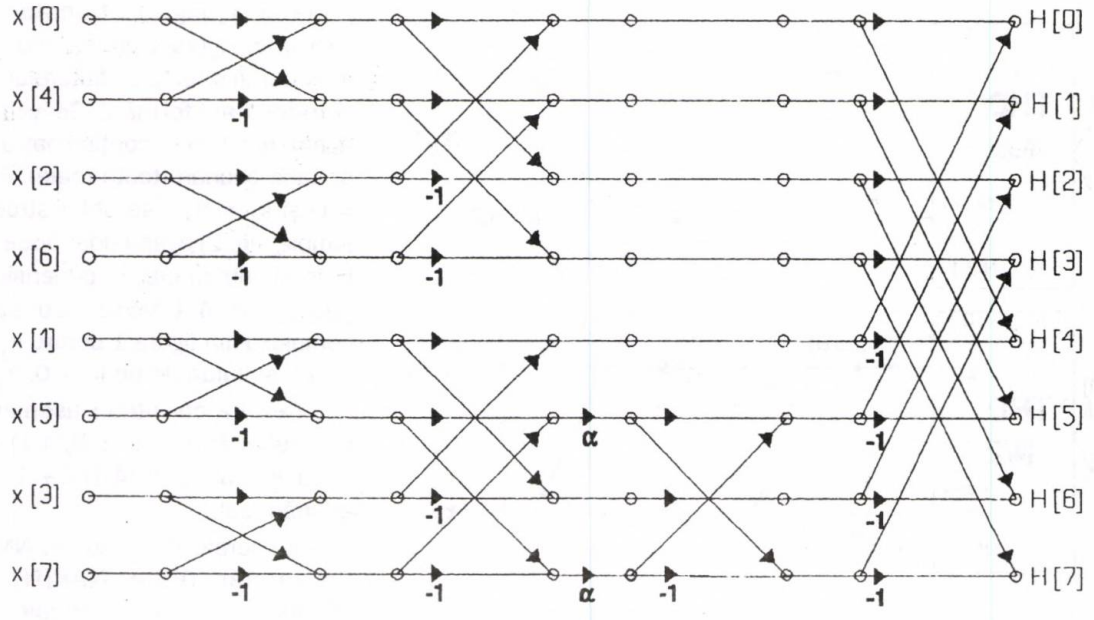


Figura 3

unde α se determină din condițiile inițiale. Se obțin, pentru $N \geq 8$,

$$NMR[N] = N\log_2 N - \frac{13}{4}N + 4;$$

$$NAR[N] = \frac{3}{2}N\log_2 N - \frac{3}{2}N + 2 \qquad (26)$$

Dacă se ignoră observația referitoare la structura specială pentru N = 8, în scopul uniformizării algoritmului, vom avea NMR [8] = 4 și rezultă:

$$NMR[N] = N\log_2 N - 3\log_2 N + 4 \qquad (27)$$

valabilă pentru $N \geq 4$.

3. Algoritmi baza 2, cu decimare în frecvență

Algoritmii cu decimare în frecvență, în baza R, sunt generați prin reprezentarea indicilor sub forma:

$$n = n_1 + n_2 \frac{N}{R},$$

$$k = k_1 + R k_2,$$

$$k_1, n_2 \in \overline{[0, R-1]},$$

$$k_2, n_1 \quad \overline{[0, \frac{N}{R} - 1]}. \qquad (28)$$

Pentru R = 2, rezultă:

$$H[k_1 + 2k_2] = \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} \sum_{n_2=0}^{1} x[n_1 + \frac{N}{2} n_2] (-1)^{n_2 k_1} [\cos \frac{2\pi n_1 k_1}{N} \cdot$$

$$\cdot \cos \frac{4\pi n_1 k_2}{N} - 2 \sin \frac{4\pi n_1 k_2}{N} \sin \frac{2\pi n_1 k_1}{N}], \qquad (29)$$

care se desparte în:

$$H[2k_2] = \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} (x[n_1] + x[n_1 + \frac{N}{2}]) \cos \frac{4\pi n_1 k_2}{N},$$

(30)

$$H[2k_2 + 1] = \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} (x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}]) (\cos \frac{4\pi n_1 k_2}{N} \cdot$$

$$\cdot \cos \frac{2\pi n_1}{N} + \cos \frac{4\pi (\frac{N}{2} - n_1) k_2}{N} \sin \frac{2\pi n_1}{N}) =$$

$$= \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} (x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}]) \cos \frac{2\pi n_1}{N} \cos \frac{4\pi n_1 k_2}{N} +$$

$$+ \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} (x[\frac{N}{2} - n_1] - x[N - n_1]) \sin \frac{2\pi n_1}{N} \cos \frac{4\pi n_1 k_2}{N} =$$

$$= \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} \left\{ (x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}]) \cos \frac{2\pi n_1}{N} + (x[\frac{N}{2} - n_1] - \right.$$

$$\left. \cdot - x[N - n_1]) \sin \frac{2\pi n_1}{N} \right\} \cos \frac{4\pi n_1 k_2}{N}.$$

(31)

Relațiile de mai sus conduc, de asemenea, la descompunerea transformatei de ordin N în două transformate de ordin N/2 :

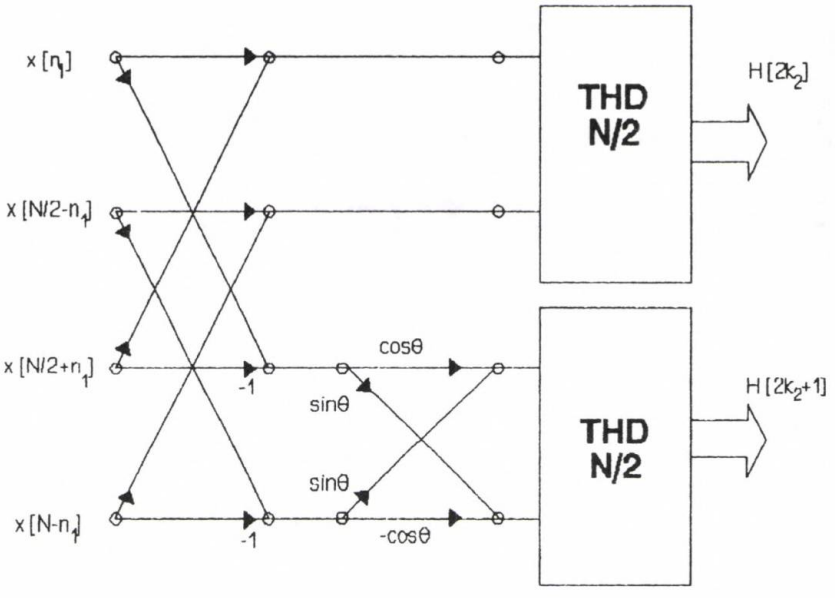


Figura 4

$$H[2k_2] = THD_{\frac{N}{2}}\left\{x[n_1] + x[n_1 + \frac{N}{2}]\right\};$$

$$H[2k_2+1] = THD_{\frac{N}{2}}\left\{(x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}])\cos\frac{2\pi n_1}{N} + \right.$$

$$\left. + (x[\frac{N}{2} - n_1] - x[N - n_1])\sin\frac{2\pi n_1}{N}\right\} \quad (32)$$

conform figurii 4.

Cele două metode prezentate până aici sunt echivalente ca număr de operații și permit stocarea rezultatelor în aceleași celule de memorie în care s-au aflat inițial operanzii, în fiecare etapă de calcul. Ca și în cazul algoritmilor FFT, în cazul decimării în timp ordinea intrărilor va fi obținută prin procedeul "inversării ordinii biților" iar ordinea ieșirilor este cea naturală; situația se inversează în cazul decimării în frecvență.

BIBLIOGRAFIE

[1]. R.N. Bracewell, Discrete Hartley Transform, J. Opt. Soc. Amer., vol. 73, nr. 12, pp. 1832 - 1835, dec. 1983

[2]. R.N. Bracewell, The fast Hartley Transform, Proc. IEEE, vol. 72, nr. 8, pp. 1010 - 1018, aug. 1984

[3]. H.V. Sorensen, D.L. Jones, C.S. Burrus, M.T. Heideman, On computing the discrete Hartley transform, IEEE Trans. ASSP-33, pp. 1231 - 1238, No. 4, oct. 1985

[4]. H.S. Hou, The fast Hartley transform algorithm, IEEE Trans. CAS-36, pp. 147 - 156, febr. 1987

[5]. P. Duhamel, M. Veterli, Improved Fourier and Hartley transform algorithm. Application to cyclic convolution of real data, IEEE Trans. ASSP-35, pp. 818 - 824, No. 6, iunie, 1987

[6]. V.H. Sorensen, D.L. Jones, M.T. Heideman, C.S. Burrus, Real valued Fast Fourier Transform algorithm, IEEE Trans. ASSP - 35, pp. 849 - 863,. No. 6, iunie, 1987

[7]. P. Duhamel, Implementation of "split - radix" FFT algorithms for complex, real and real - symetric data, IEEE Trans. ASSp-34, pp. 285-295, No. 2, apr. 1986

[8]. Erikson, Fagin, Calculating the fast Hartley transform in hardware, IEEE Trans. Signal Proc., 40, pp. 1341 - 1354, Nr. 6, iunie 1992

[9]. R.V. Hartley, A more symetrical Fourier analysis applied to transmission problems, Proc. IEEE, vol. 30, pp. 144 - 150, martie 1942

[10]. S. Ciochină, A. Nefian, Mex MATLAB routines for the fast convolution of real-valued data, Proceedings of the symposium on Electronics and Telecommunications, vol. 3, pp. 65 - 70, Timișoara, 1994.

A Neural Network Approach to Small - Signal Testing of Bipolar Transistors

conf. dr. Vasile Lăzărescu, asist. Adriana Dumitraş, conf. dr. Constantin Rădoi *

Keywords: Neural network, Small-signal testing, h - parameters

A neural network approach to small - signal testing of bipolar transistors is proposed, using the h - parameters. The arithmetic computational capabilities of neural networks, shown by Siu and Bruck ([4]) were used in order to design a neural comparison unit. A standard structure for solving the same problem, in the npn bipolar transistor's case was presented too, with its MatLab simulation and experimental results. The idea that other structures given in a two - port representation could be tested this way, should be stressed and also, the main advantage of these approaches - their speed - which makes possible real - time applications and also, suggests using either of them as alternatives to the existing testing devices.

INTRODUCTION

Quality control and diagnostics are very important from many points of view, but especially from the economical one, in order to maintain the industry competitive ([2]). This is the reason why fault diagnosis systems have been designed and their performances compared, the aim being to reduce the diagnosis time and expenses.

Fault diagnosis requires the collection and processing of large amounts of often incomplete data and usually two stages are required:

- fault detection, i.e. observation
- fault isolation, which results in the identification of the defect component or components.

Neural networks, by their very nature, are well - suited to fault - diagnosis tasks, because they are capable of recognizing an input pattern from partial or even fragmentary input data and also, they can learn parameters representing normal device operation. They have been shown to be successful tools for the diagnosis of real - time and nonreal - time data ([2]).

The problem we are approaching is small - signal testing of bipolar transistors. Though it seems to be a specific one, it is shown that it can also be applied for other structures given by two - port parameters.

THEORETICAL APPROACH

Small - signal parameters. Given the two - port representation of the transistor, shown in Figure 1, the z -, y - and h - parameters can be defined. This representation is a simple way of describing it, while the internal structure is not taken into account. Though the two - port parameters are generalized for small - signal analysis, it should be stressed that the same matrix values involvend in the calculus apply for DC analysis of passive, non - reactive circuits ([6]).

The z - parameters are known as open - circuit impedance parameters. Taking the currents I_1, I_2 as the independent values, let the following vectors and matrix be:

$$\underline{V} = [\, V_1 \quad V_2 \,]^T$$
$$\underline{I} = [\, I_1 \quad I_2 \,]^T \qquad (1)$$

the vollage and current vectors, and:

$$\mathbf{z} = [\, z_{ij} \,]$$
$$i, j = 1, 2 \qquad (2)$$

the **z** matrix;

Then,

$$\underline{V} = \mathbf{z}\, \underline{I} \qquad (3)$$

i.e.
$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$
$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \qquad (4)$$

where z_{ji} have the dimensions of impedance and are defined as follows:

$$z_{11} = (V_1 / I_1) \Big|_{I_2 = 0}$$

$$z_{21} = (V_2 / I_1) \Big|_{I_2 = 0}$$

* Technical University of Bucharest, Romania, Electronics and Telecommunications Dept.

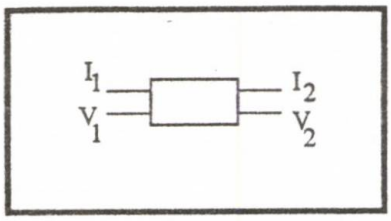


Figure 1: A two-port representation

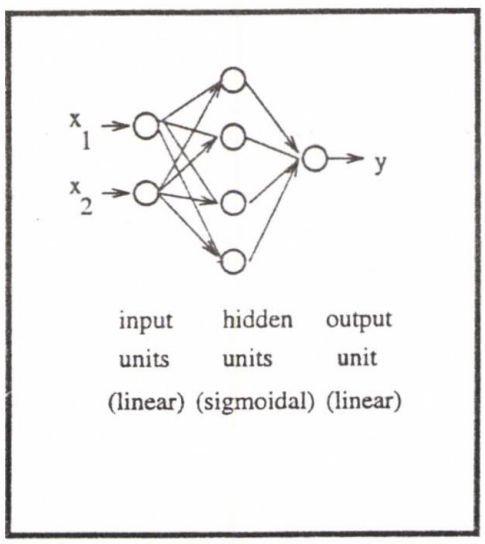


Figure 3: A feedforward network trained as a multiplier ([5])

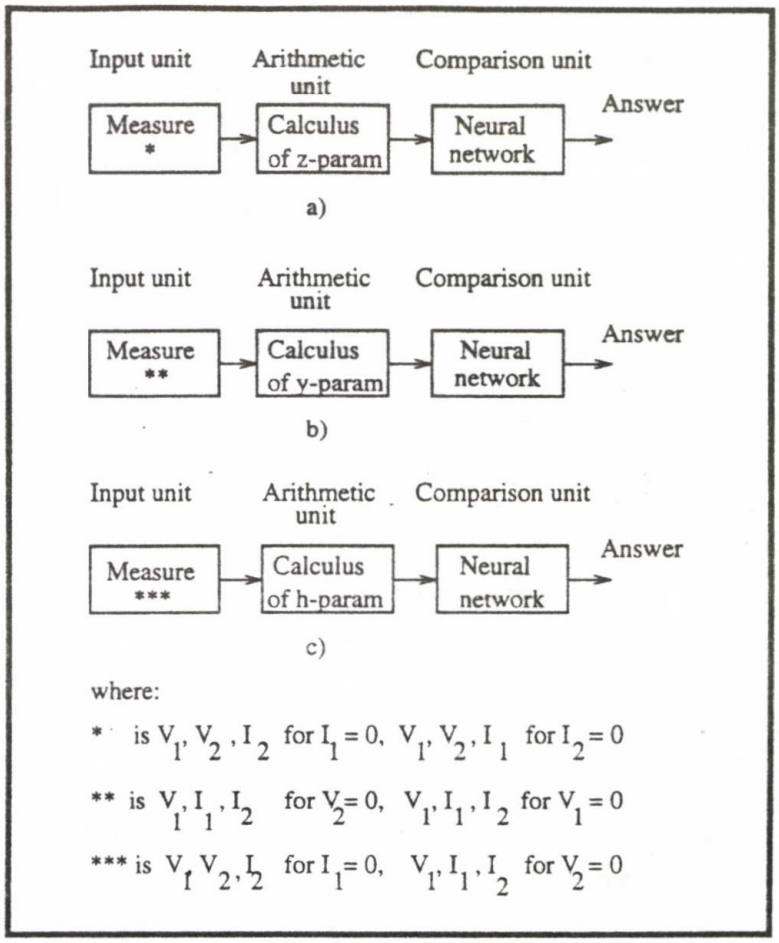


Figure 2: The block diagram of the system, when: a) z-, b) y-, c) h-parameters are used

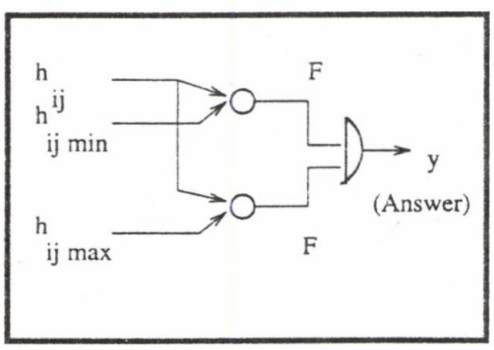


Figure 5: The comparison unit when we use the h-parameters

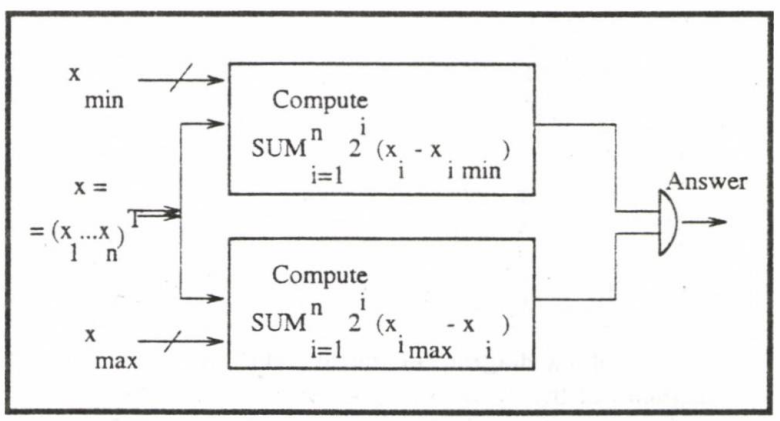


Figure 4: The comparison unit

$$z_{12} = (V_1 / I_2)\Big|_{I_1 = 0}$$

$$z_{22} = (V_2 / I_2)\Big|_{I_1 = 0} \qquad (5)$$

The y - parameters are known as short - circuit parameters. Taking the voltages V_1, V_2 as the independent values, and using the notations in (1), if we denote by **y** the matrix :

$$\mathbf{y} = [y_{ij}], \quad i, j = 1, 2 \qquad (6)$$

we have:

$$\underline{I} = \mathbf{y}\,\underline{V} \tag{7}$$

i.e. $I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$

$$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 \tag{8}$$

The parameters y_{ij} have the dimensions of admittance and are defined as follows:

$$y_{11} = (I_1 / V_1)\Big|_{V_2 = 0}$$

$$y_{21} = (I_2 / V_1)\Big|_{V_2 = 0}$$

$$y_{12} = (I_1 / V_2)\Big|_{V_1 = 0}$$

$$y_{22} = (I_2 / V_2)\Big|_{V_1 = 0} \tag{9}$$

The h - parameters are known as hybrid parameters. This time V_1, I_2 are the independent values, and using the notation:

$$\underline{VI}_{12} = [\,V_1 \;\; I_2\,]^T$$

$$\underline{IV}_{12} = [\,I_1 \;\; V_2\,]^T \tag{10}$$

while **h** is the matrix:

$$\mathbf{h} = [h_{ij}] \qquad i, j = 1, 2 \tag{11}$$

the following relation holds:

$$\underline{VI}_{12} = \mathbf{h}\,\underline{IV}_{12} \tag{12}$$

i.e.

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \tag{13}$$

where:

$$h_{11} = (V_1 / I_1)\Big|_{V_2 = 0}$$

$$h_{21} = (I_2 / I_1)\Big|_{V_2 = 0}$$

$$h_{12} = (V_1 / V_2)\Big|_{I_1 = 0}$$

$$h_{22} = (I_2 / V_2)\Big|_{I_1 = 0} \tag{14}$$

The block diagram of the system. The block diagrams of the system when using the z, y and h parameters, repectively, are shown in Figure 2,a),b),c).

The description of the input unit is not included in the purpose of this paper, so we are going to assume that the necessary imput values have already been measured.

The arithmetic unit. Given the measured values of the voltages and currents, we should note that division is the only necessary operation in order to obtain the parameters. This unit could be also realized as a neural structure, taking into account that a multilayer feedforward neural network, trained using the standard backpropagation algorithm, has been proposed in [5], to work as a multiplier and it had the structure shown in Figure 3. We could use it to perform the division too, if the inputs were x_1 and $1/x_2$.

We assume here that the comparison unit is the only one we are concentrating on.

The comparison unit. Sometimes, testing the components does not require the parameters to match exact given values, but to be placed in a specified range. In this case, a comparison of the value against minimum and the maximum limitis of the field is necessary.

Given two n - bit binary numbers,

$$a = a_n\, a_{n-1} \ldots a_1$$

and:

$$b = b_n\, b_{n-1} \ldots b_1 \tag{15}$$

where a_j, b_i have binary values "0" or "1", i = 1,2, ... n, it is obvious that:

$$a \geq b$$

if:

$$sgn\left\{ \sum_i 2^i (a_i - b_i) \right\} = +1 \qquad ([4]) \tag{16}$$

for:

$$i = 1, 2, \ldots n$$

and this comparison function can be computed using a feedforward 2 – layer network, as it was shown in literature.

In our case, the input x should be in the range:

$x \in [\, x_{min}, x_{max} \,]$, *i.e.* $x_{min} \leq x \leq x_{max}$.

According to (15) and (16), this means that:

$$x \geq x_{min}$$

if:

$$sgn\left\{ \sum_i 2^i (x_i - x_{i\,min}) \right\} = +1$$

$$i = 1, 2, \ldots n \tag{17}$$

and:

$$x_{max} \geq x$$

if:

$$sgn\left\{ \sum_i 2^i (x_{i\,max} - x_i) \right\} = +1$$

$$i = 1, 2, \ldots n \tag{18}$$

Both relations must be true simultaneously, in order to have the component in the required parameter field (Figure 4).

The problem that might appear is connected with the value of the weights, as they increase exponentially with

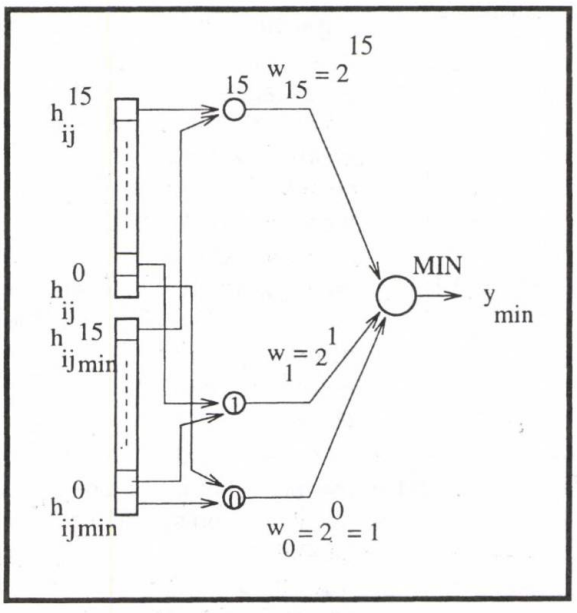


Figure 6:
The comparison with the minimum value of the range

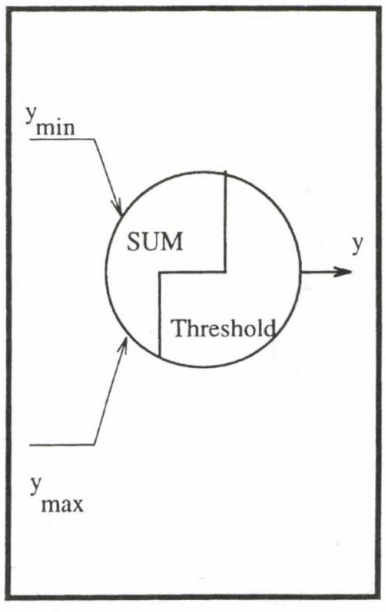


Figure 7:
The AND neural unit

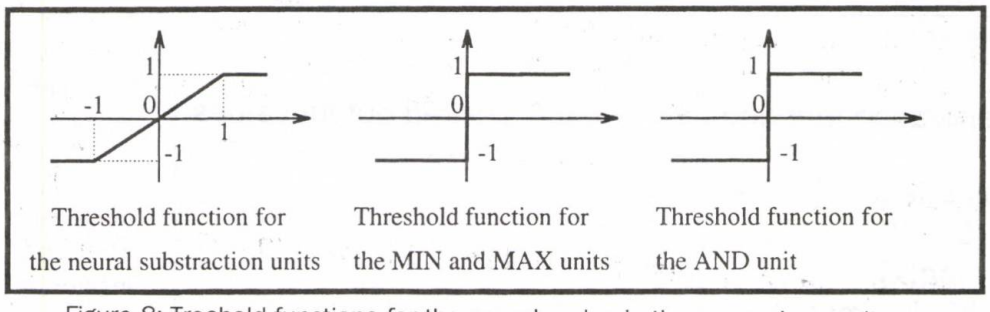


Figure 8: Treshold functions for the neural nodes in the comparison unit

n, but the input values are represented with a given number of bits, say 16, meaning that the highest value would be (in this case) 2^{15}.

A more detailed structure of the system. We have considered the h – parameter case. Given the V_1, V_2, I_1, I_2 values for specified conditions (either short – circuit or open circuit), let h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} be the calculated values of the h – parameters using the measured volttages and currents.

Let $h_{ij\ min}$ and $h_{ij\ max}$ be the minimum and, respectively, the maximum acceptable values, where i, j = 1, 2. The comparison of the actual h_{ij} value with the minimum and maximum values is shown in Figure 5, where the operator **F** denotes the summing and the thresholding operation (eqs. (17) and (18)). In order to obtain the substraction required in (17) and (18), the sum should be performed weighting the inputs by "+1" and respectively, "–1", values. The answer (i.e. the output) y has a binary value "1" if $h_{ji} \in [\, h_{ji\ min}, h_{ji\ max}\,]$ and a binary value "0", otherwise.

Assuming that the h – values have a 16 – bit binary representation, a more detailed view of the structure is shown in Figure 6, where by w_i we denote the 2^i fixed weights, with i = 0, 1, ... 15.

The AND gate (Figure 5) can be also included in the neural unit, taking into account the fact that:

$$AND\,(x_1, x_2, \ldots, x_n) =$$

$$= sgn\,(x_1 + x_2 + \ldots + x_n - n) = \begin{cases} +1 & \text{if } all\ x_i = +1 \\ -1 & otherwise \end{cases} \qquad (19)$$

i = 1, 2, ... n, as it was pointed out in ([4]). This means that it could be realized as shown in Figure 7, where y_{min} and y_{max} may have bipolar values and n = 2. The only case when:

$$y_{min} + y_{max} - 2 \geq 0$$

is:

$$y_{min} = 1,\ y_{max} = 1 \text{ simultaneously.} \qquad (20)$$

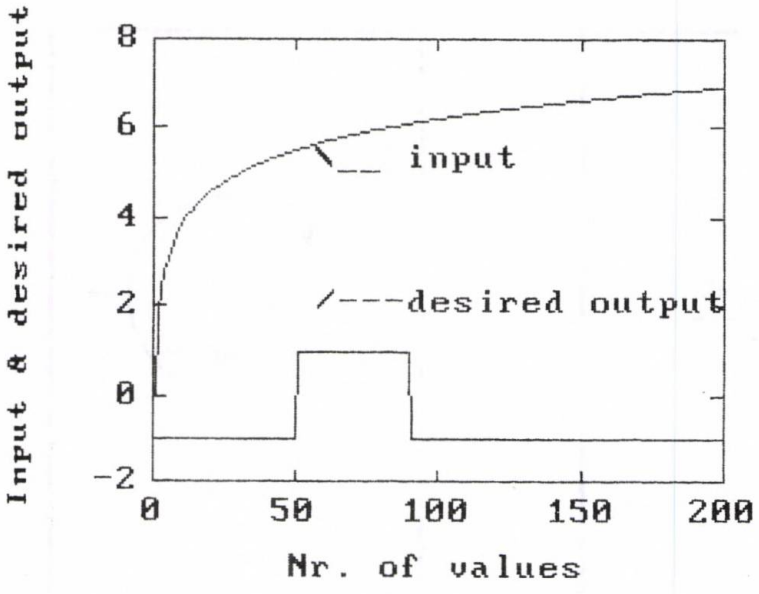


Figure 9: The input and desired output values

The necessary threshold functions for the substraction elements, for the MIN and MAX units and also, for the AND unit are shown in Figure 8.

A few remarks should be made regarding the structure previously described. Besides some obvious advantages (simple structure, direct hardware implementation), there are also a few flaws: the network is not "neural" from the standard point of view these networks are looked at, because it uses fixed weights, while in the feedforward neural models, the weights are usually updated during the learning phase, according to some known algorithm (eg.: the backpropagation algorithm).

A standard approach, in line with the well - known perspective upon the neural networks, would consider a 48 - 32 - 2 - 1 feedforward neural model (i.e. 48 - input, 1 output, 2 hidden layers having 32 and 2 neurons, respectively). The output value would be "1" if the input falls inside the required range, or "-1" otherwise. The 32 neurons where considered in a similar way as the version presented above (16 for the MIN calculus and 16 for the MAX).

Another standard (and simpler) version would be a simple 1 - 2 - 2 - 1 structure, receving the h_{21} input value and ylelding a "1" output value if h_{21} falls inside the required range or "-1" above.

```
% File gen.m
%
% Generating learning files: input & desired output values
%
% Input (learning) file
x = 1:5:1000;
h21 = log(x);
save h21inp.mat   h21  /ascii
%
% Generating desired output values
%
for e1 = eye(50) - 1
end
e1(50) = -1;
for e2 = eye(40) + 1
end
e2(40) = 1;
for e3 = eye(60) - 1
end
e3(60) = -1;
y = [e1; e2; e1; e3];
save desired.mat   y   /ascii
```

Table 1: The gen.m file

EXPERIMENTAL RESULTS

While the structure given in Figures 4 and 6 are easily hardware implemented, the socalled standard approaches given as exemples above, are simple to implement using software resources.

Let us consider the exemple of the 1 - 2 - 2 - 1 structure as suggested previously. The input file was generated as follows: as for the well - known npn transistor of type BC 107B, an acceptable range for the h_{21} parameter at I_C = 2 mA

```
% File h21.m
%
% Training phase
%
load h21inp
h21inp = [h21inp];
load desired
%
% Shorthand notations
% in is an 1-by-200 matrix
in = h21inp;
clear h21inp;
% t is an  1-by-200 matrix
t = desired ' ;
clear desired;
%
tp = [1 10 0.00001 0.5 0.1 0.00001];
% where:
%     max_no_of_epochs = 10;
%     err_goal = 0.00001;
%     learning_rate = 5;
%     moment_constant = 0.1;
%
% Initial random weights
rand('uniform');
[w1,b1] = rands(2,1);
[w2,b2] = rands(2,2);
[w3,b3] = rands(1,2);
% w1 is a 2-by-1 matrix, w2 is a 2-by-2 matrix, w3 is a 1-by-2 matrix
% b1 is a 2-by-1 matrix, b2 is a 2-by-1 matrix, b3 is 1-by-1
%
% Activation functions for each layer
f1 = ' tansig ';
%
% Training phase: backpropagation algorithm with momentum term
% where: nw, nb are the new weights and new biases, respectively
% te = training epochs, tr = row of errors
[nw1,nb1,nw2,nb2,nw3,nb3,te,tr] = trainbpm(w1,b1,f1,w2,b2,f1,w3,b3,f1,in,t,tp)
```

Table 2: The h21.m file

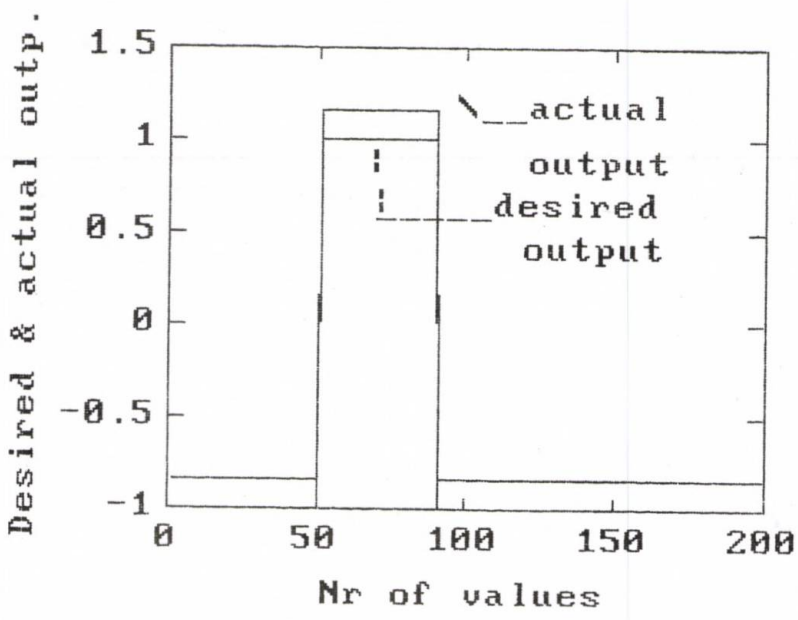


Figure 10: The desired and actual output values

is [200, 450] (as specified in [8]), we have chosen to generate numbers between **0** and **1000**: if the input value belonged to the [200, 450] range, then the output value was "1", otherwise it was "-1". The log - representation of the input values and the linear representation of the desired output values are given in Figure 9.

The network was trained using the backpropagation algorithm with momentum term. The simulation was performed in MatLab version 3.5g and both the program that generates the input and desired output files (gen.m) and the program written to train the network (h21.m) are listed in Tables 1 and 2. One could notice that the "trainbpm" function, which was used, belongs to the "Neural" box of MatLab, which allows a compact simulation of the toy problem.

The desired and the actual output values after 10 epochs are shown in Figure 10. Of course, one could train extensively the network and obey strong constraints referring to the error goal, but the problem approached here was designed as a simple example, to allow us draw some conclusions regarding this software implementation, using predefined neural tools, as compared to possible hardware implementations of the structure designed in the paper.

CONCLUSIONS

We have proposed a fixed - weights neural network structure, to be used in small - signal testing of transistors, using the h - parameters method. It had to decide whether the h_{21} - parameter belonged to a given range. The direct hardware implementation is easily designable. It is obvious that the discussed structure could be also used with other sets of parameters, i.e. y or z, as required, and could be applied to other testing problems, where the two - port parameters model may be used. The division unit could be realised in a neural structure too, and an increased speed is expected.

Software simulation in MatLab was given for a standard feedforward neural network, to solve the same problem and experimental results were shown.

While the first structure could be easily hardware implemented, the second one is directly usable as a software routine. The main advantage of these neural testing approaches is their speed, which makes possible real - time applications.

REFERENCES

[1] Brenda J. Kagle, John H. Murphy, James Koos, James R. Reeder - Multi-Fault Diagnosis of Electronic Circuit Boards Using Neural Networks: IJCNN '90; International Joint Conf. on Neural Networks, San Diego, California, 1990; IEEE Inc., 1990, Vol. 2;

[2] Alianna J. Maren, Craig T. Harston, Robert M. Pap - Handbook of Neural Computing Applications; Academic Press, Inc., Harcourt Brace Jovanovich Publ., USA, 1990;

[3] Kenji Sasaki, David Casasent, Sanjay Natarajan - Neural Net Selection of Features for Defect Inspection; Proceedings of the SPIE; The International Society for Optical Engineering, Vol. 1394, Michael J. Chen (ed.), USA, 1991;

[4] Kai - Yeung Siu, Jehoshua Bruck - Neural Computation of Arithmetic Functions; Proceedings of the IEE. Vol. 78, No. 10, October 1990;

[5] Naohiro Toda, Shiro Usui - Construction of Multiplier by Neural Network; IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 11th Annual International Conf., 1989;

[6] Paul W. Tuinenga - SPICE : A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using PSPICE; Prentice Hall, NJ, USA, 1992;

[7] *** IEEE Transactions on Computers. Vol. 40, No. 12. December 1991; Special Issue on Artificial Neural Networks, Guest Editor's Introduction;

[8] *** PHILIPS General Catalogue;

[9] David E. Rumelhart, J.L.McClelland & the PDP Research Group - Parallel Distributed Processing. Explorations in the Microstructure of Cognition; The MIT Press, USA, 1986.

Circuite de adaptare de bandă largă utilizând reprezentarea parametrică a funcțiilor Brune

***Conf. dr. ing. Ion T. Sima** **

Cuvinte cheie: Circuite de adaptare. Adaptare pe bandă largă. Tehnica frecvențelor reale. Funcții Brune.

Se prezintă baza teoretică și algoritmul de realizare a circuitelor de adaptare de bandă largă fără pierderi, pornind de la reprezentarea parametrică a funcțiilor Brune. Metoda permite realizarea circuitelor de adaptare atât cu constante concentrate cât și cu constante distribuite. În final, sunt prezentate ca aplicații proiectarea circuitelor de adaptare la intrare și ieșire pentru un amplificator în unde decimetrice.

I. INTRODUCERE

Problema clasică a adaptării de bandă largă presupune determinarea elementelor constructive ale unui diport fără pierderi, dispus între un generator și o sarcină, astfel ca transferul de putere să fie maxim într-o bandă de frecvențe impusă. Performanțele întregului sistem sunt apreciate de obicei prin câștigul de transfer în putere (CTP) care este definit ca raportul între puterea transmisă în sarcină P_L și puterea disponibilă a generatorului P_A (figura 1) .

Problemele de adaptare sunt studiate sub următoarele forme:

a) Adaptarea simplă: în această situație, impedanța generatorului este o rezistență pură în serie cu o sursă ideală de tensiune iar impedanța de sarcină este arbitrară (figura 1.a).

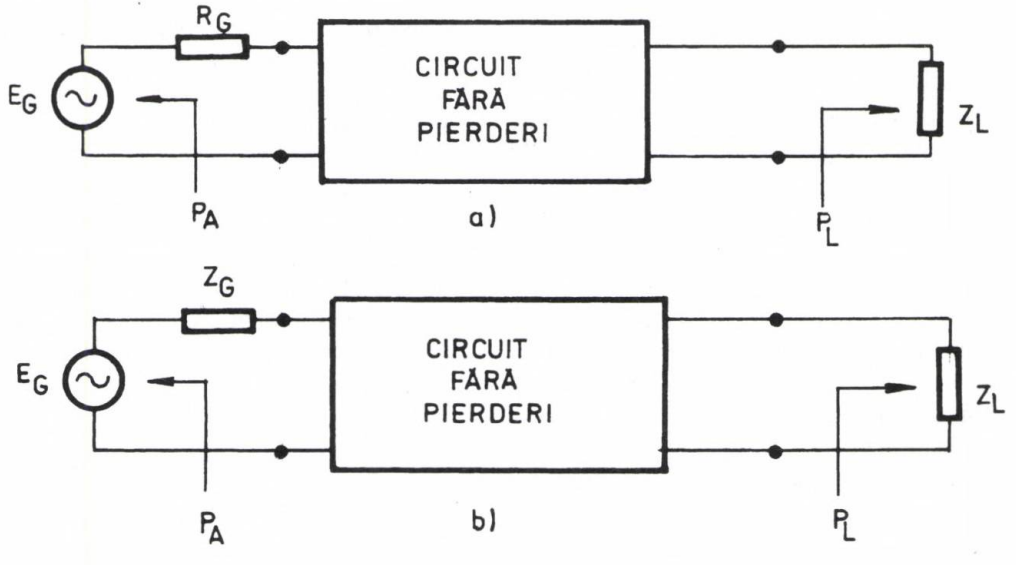


Fig. 1 - Adaptarea de bandă largă:
a) Cazul adaptării simple (clasic)
b) Cazul adaptării duble

* Academia Tehnică Militară

b) Adaptarea dublă: Aceasta este o problemă de transfer de putere între un generator cu impedanță internă oarecare și o sarcină, de asemenea cu impedanță oarecare (figura 1.b). Se poate considera deci că al doilea caz (b) este mai cuprinzător incluzând și cazul adaptării simple ca un caz particular.

În ultimii ani problema adaptării de bandă largă a fost abordată cu interes crescând în CAS (Circuits And Systems) și MTT (Microwave Theory and Technics), societăți ale IEEE datorită necesității dezvoltării unor aplicații moderne (ca de exemplu sistemele cu salt de frecvență) în armată și în comunicațiile civile. Până nu demult, s-au folosit cu succes metode analitice de proiectare, dezvoltare de Bode, Fano, Matthaei, Carlin și alții, care, pot fi aplicate în multe probleme practice.

Problemele practice, în care se utilizează metoda analitică a adaptării se rezolvă în trei etape.

În prima, se obțin datele prin măsurători de la dispozitivul ce trebuie adaptat iar apoi se determină un model care să-l aproximeze cât mai bine. În special, în cazul dispozitivelor de bandă largă, pentru a se obține o bună adaptare, modelele devin foarte complicate, cu multe elemente reactive, ceea ce complică rezolvarea ecuațiilor integrale Fano și deci soluționarea problemei.

În a doua etapă a abordării analitice, trebuie aleasă o funcție de transfer adecvată, care include implicit și structurile de circuit al modelelor. În literatura de specialitate sunt folosite foarte mult funcțiile cu răspuns de tip Butterworth sau Chebyseff. Aceste funcții sunt adecvate în problemele de adaptare simplă, unde modelul generatorului ori sarcinii include câteva elemente reactive LC în scară.

În a treia etapă, se determină parametrii necunoscuți ai funcției de transfer, astfel încât, să se satisfacă restricțiile câștigului de bandă largă. Metoda analitică a adaptării de bandă largă conduce către un suboptim și uneori la structuri ale circuitului practic nerealizabile.

Bazându-ne pe cele arătate mai sus, utilizarea procedurilor CAD este inevitabilă din punct de vedere practic. În ultimul deceniu s-au dezvoltat tehnici de adaptare asistată de calculator atât pentru probleme de adaptare simplă, precum și pentru cele de adaptare dublă. Pachetele de programe existente, oferă posibilități multiple de analiză și optimizare a circuitelor de adaptare (CA) în domeniul radiofrecvenței și microundelor, dar ele nu pot realiza sinteza. Mai mult decât atât, programelor le trebuie furnizate: topologia circuitelor precum și o alegere inițială adecvată a valorilor elementelor. Unele dintre aceste programe folosesc metode mai puțin precise, oferind în consecință rezultate cu erori mai mari.

Tehnicile moderne CAD, denumite și tehnici de frecvență reală, utilizează anumite elemente din metoda analitică și apelând la diverse tehnici de optimizare numerică, conduc la performanțe de proiectare calitativ superioare și la structuri mai simple ale CA [1], [2], [9]. La rândul lor, așa cum este prezentat în [9], tehnicile moderne CAD sunt implementate în câteva faze de calcul: aproximarea părții reale a impedanței de intrare prin tehnica segmentelor de linie, determinarea părții imaginare cu transformata Hilbert, optimizarea câștigului de transfer în putere, ceea ce conduce la o anumită alură a părții reale a impedanței de intrare, aproximarea acesteia prin polinoame reale și utilizarea metodei Gewertz..

O tehnică recentă, propusă pentru adaptarea de bandă largă asistată de calculator, care poate fi denumită și abordare parametrică, simplifică mult sinteza CA, prin utilizarea reprezentării parametrice a funcțiilor Brune [1]. Abordarea parametrică dispune de toate meritele importante ale tehnicilor de frecvență reală, oferind în plus o stabilitate numerică mai ridicată și un volum de calcule mai redus, deoarece optimizează direct polii imitanței inițiale de intrare.

II. ADAPTAREA DE BANDĂ LARGĂ PE BAZA REPREZENTĂRII PARAMETRICE A FUNCȚIILOR BRUNE

În noua abordare, impedanța de intrare Z(s) care descrie complet circuitul de adaptare fără pierderi, este de asemenea presupusă a fi o funcție de reactanță minimă cu poli simpli și este exprimată sub formă parametrică. În această formulare, procedura greoaie Gewertz, utilizată în tehnica de calcul direct în frecvențe reale este pur și simplu abandonată. Trebuie remarcată ideea că, restricțiile privitoare la faptul că Z(s) trebuie să fie o funcție de reactanță minimă; având numai poli simpli, nu implică pierderea generalității deoarece această situație nu apare la impedanțele de interes practic și orice funcție de impedanță poate fi exprimată ca o sumă a unei funcții de reactanță minimă, cu o reactanță pură care este inclusă în forma parametrică a lui Z(s). Se cunoaște că orice funcție Brune Z(s) poate fi scrisă sub forma:

$$Z(s) = B_o + \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{s - p_i} \qquad (1)$$

unde n este ordinul funcției Z(s) și $s = \sigma + j\omega$ este frecvența complexă convențională. Așa cum se arată mai jos, coeficneții B_i (i = 1...n), se calculează în funcție de polii p_i ai funcției Z(s) și un coeficient real D_n.

Fie $H(s) = I_G/I_L$, funcția de transfer în curent a circuitului din figura 2 și presupunem că ea este de fază minimă. Datorită faptului că circuitul este fără

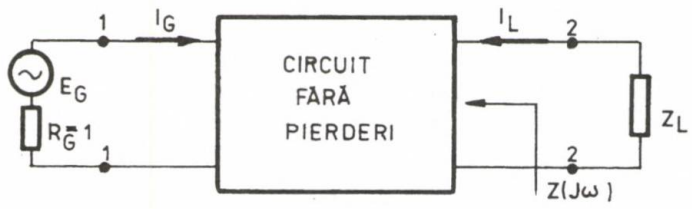


Figura 2

pierderi, partea pară a lui Z(s) este egală cu H(s)H(-s), unde H(s) poate avea forma,

$$H(s) = \frac{F(s)}{D(s)} \tag{2}$$

În (2), F(s) este o funcție rațională meromorfă de gradul m, cu m<n iar D(s), un polinom Hurwitz ce se formează din polii lui Z(s) și coeficientul real pozitiv D_n ,

$$D(s) = D_n \prod_{i=1}^{n} (s - p_i) . \tag{3}$$

Deoarece se presupune că Z(s) este o funcție de reactanță minimă, polii p_i sunt localizați în semiplanul stâng. Cu alte cuvinte $p_i = -\alpha_i + j\beta_i$ cu i = 1 . . . n și $\alpha_i > 0$. În relația (1), polii p_i sunt fie grupați în perechi conjugate, fie sunt reali în care caz $\beta_i = 0$.

Se demonstrează pentru un circuit ca cel din figura 2, că impedanța Z (jw) la poarta 2 și funcția de transfer, satisfac egalitatea:

$$[Z(s) + Z(-s)]/2 = H(s)H(-s) . \tag{4}$$

Pentru determinarea coeficienților $\mathbf{B_i}$ din relația (1), se prelucrează membrul stâng al relației (4)

$$[Z(s) + Z(-s)]/2 = B_o + \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{s - p_i} + \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{-s - p_i} \right) / =$$

$$= B_o + \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i p_i}{s^2 - p_i^2} . \tag{5}$$

Vom încerca în continuare să găsim o reprezentare convenabilă pentru membrul drept al relației (4), dezvoltând produsul:

$$H(s)H(-s) = \frac{F(s)F(-s)}{D(s)D(-s)} . \tag{6}$$

Mai întâi trebuie determinat numitorul funcției din (6) unde polinomul D(s) este un polinom Hurwitz iar D_n o constantă reală:

$$D(s)D(-s) = \left(D_n \prod_{i=1}^{n} (s - p_i) \right) \left(D_n \prod_{i=1}^{n} (s - p_i) \right) =$$

$$= -D_n^2 \prod_{i=1}^{n} (s^2 - p_i^2) , \tag{7}$$

deci:

$$H(s)H(-s) = \frac{-F(s)F(-s)}{D_n^2 \prod_{i=1}^{n} (s^2 - p_i^2)} . \tag{8}$$

Rescriind relația (4) folosind noile reprezentări ale termenilor date în (5) și (8) și simplificând cu:

$$\prod_{i=1}^{n} (s^2 - p_i^2) ,$$

se obține:

$$B_o \prod_{i=1}^{n} (s^2 - p_i^2) + \sum_{i=1}^{n} \left(B_i p_i \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq 1}}^{n} (s^2 - p_i^2) \right) =$$

$$= \frac{-F(s)F(-s)}{D_n^2} . \tag{9}$$

Dacă se dă variabilei s valoarea $\mathbf{p_n}$ rezultă termenul generic pentru rezidurile $\mathbf{B_n}$ cu $\mathbf{n \neq 0}$ adică:

$$B_i = -\frac{F(p_i)F(-p_i)}{p_i D_n^2 \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^{n} (p_k^2 - p_i^2)} , \tag{10}$$

și:

$$B_o = \begin{cases} 1/D_n^2 , & \text{dacă } m = n \\ 0 , & \text{dacă } m < n \end{cases} \tag{11}$$

În multe cazuri practice sunt folosite structurile LC în scară. În aceste cazuri, toate zerourile lui Z(s) sunt localizate pe axa frecvențelor reale a planului complex p și F(s) are următoarea formă:

$$F(s) = s^{m1} \prod_{i=1}^{m2} (s^2 + wf_i^2) , \tag{12}$$

unde numărul întreg m1 reprezintă numărul zerourilor de transmisie în origine și m2 numărul zerourilor de transmisie w_f localizate la frecvențe finite în afară de zero și infinit. În realizarea circuitelor de adaptare dintre etaje nu este de dorit să se introducă zerouri de transmisie la frecvențe finite diferite de zero.

În astfel de cazuri F(s) are o formă simplă:

$$F(s) = s^{m1} . \tag{13}$$

O altă modalitate practică obișnuită este de a realiza circuite de adaptare fără pierderi ca structuri LC trece jos. În acest caz F(s) este egală cu unitatea, F(s) = 1.

După reprezentarea lui Z(s) în formă parametrică, câștigul în cazul adaptării duble, rezultă ca o funcție implicită de Z(jw), în așa fel încât să realizeze adaptarea generatorului $Z_G(jw)$ cu sarcina $Z_L(jw)$ [2],

$$T(w) = \frac{\left[1 - |G(jw)|^2\right]}{\left|1 - G(jw)\, S_{in}(jw)\right|^2}, \tag{14}$$

unde G(jw) este coeficientul de reflexie a generatorului față de elementul de normare egal cu unitatea și se determină cu relația:

$$G(jw) = \frac{Z_G(jw) - 1}{Z_G(jw) + 1}, \tag{15}$$

și $S_{in}(jw)$ este coeficientul de reflexie a circuitului de adaptare față de elementul de normare egal cu unitatea, măsurat la capătul dinspre generator, în timp ce celălalt capăt se termină pe impedanța de sarcină Z_L. Dacă Z_{in} este impedanța de intrare a circuitului de adaptare fără pierderi la capătul dinspre generator, atunci S_{in} se determină cu relația:

$$S_{in} = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1}. \tag{16}$$

Totuși s-a dovedit că S_{in} poate fi exprimat ca un coeficient de reflexie complex, în înțelesul dat de Youla, care este măsurat la capătul dinspre generator al circuitului de adaptare [3], [4],

$$S_{in}(jw) = \frac{H(jw)}{H(-jw)} \cdot \frac{Z_L(jw) - Z(jw)}{Z_L(jw) + Z(jw)}. \tag{17}$$

Pentru demonstrarea relației (17) se pornește de la faptul că matricea de repartiție S a unui diport fără pierderi, ca cel din figura 3, este unitară, adică:

$$[S^*]^T [S] = [1]. \tag{18}$$

Din dezvoltarea relației (18) rezultă:

$$S_{21}^* S_{11} = - S_{21} S_{22}^*,$$

sau:

$$S_{11}(jw) = - \frac{S_{21}(jw)}{S_{12}^*(jw)} S_{22}^*(jw). \tag{19}$$

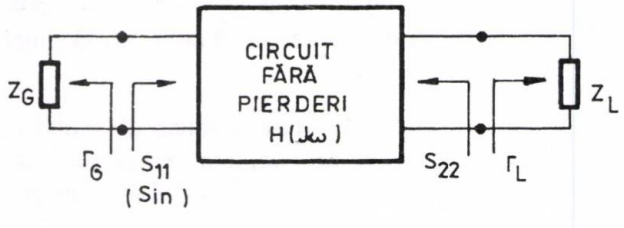


Figura 3

Circuitul în discuție fiind fără pierderi și reciproc rezultă:

$$|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2 \tag{20}$$

Dar S_{12} rspectiv S_{21} reprezintă funcțiile de transfer $S_{12}(jw)$ respectiv $S_{21}(jw)$. Dacă notăm $S_{21}(jw) = H(jw)$ și $S_{12}(jw) = H(-jw)$ relația (19) devine:

$$S_{11}(jw) = - \frac{H(jw)}{H(-jw)} S_{22}^*(jw), \tag{21}$$

unde:

$$S_{22}(jw) = \frac{Z(jw) - Z_L(jw)}{Z(jw) + Z_L(jw)}.$$

Acum aplicarea noii tehnici devine clară. Dacă se impune complexitatea circuitului de adaptare, prin alegerea mărimilor întregi n, m1 și m2, cu (m1 + 2m2) < n, trebuie determinați polii $p_i = -\alpha_1 + j\beta_i$; ($\alpha_i > o$) prin optimizarea câștigului de transfer în putere în banda de frecvențe dată. Zerourile finite de transmisie w_f inserate în F(s), sunt incluse fie printre necunoscute la optimizarea câștigului, fie fixate de proiectant ca dorite. Fără îndoială, pentru multe probleme practice, structurile în scară LC simple (cu zerouri de transmisie numai în origine și la infinit) sunt preferate pentru realizarea circuitelor de adaptare. În acest caz se aleg următoarele forme realizabile ale lui F(s):

$$F(s) = \begin{cases} 1, & \text{pentru LC în scara trece jos} \\ s^{m1}, & \text{pentru LC în scara trece bandă} \end{cases} \tag{22}$$

Bazat pe formularea de mai sus a abordării parametrice, câștigul de transfer în putere a structurii de adaptare dublă din figura 2 se realizează utilizând următorul algoritm.

III. ALTGORITM DE REALIZARE A CIRCUITELOR DE ADAPTARE DE BANDĂ LARGĂ

Date inițiale:

- $Z_G(jw_i) = R_G(w_i) + j X_G(w_i)$, impedanța generatorului măsurată la frecvențele discrete w_i,
- $Z_L(jw_i) = R_L(w_i) + jX_L(w_i)$, impedanța sarcinii măsurată la frevențele discrete w_i,
- n, numărul total al elementelor circuitului fără pierderi, din care va fi realizat circuitul de adaptare,

m1, numărul total al capacităților și introductoarelor paralel care ic zerouri de transmisie în origine,

m2, numărul zerourilor finite de nisie, alese în afara benzii de pe axa jw,

$_i = -\alpha_i + j\beta_i$, cu $\alpha_i > o$ și (i=1...n): ipedanței Z(s) care descriu circuitul de adaptare,

- D_n , coeficientul polinomului de la numitorul funcției de transfer în curent H(s) determinată cu (2).

Observații:

(1) D_n, α_i și β_i sunt variabile inițiale reale ale aproximării parametrice a circuitului de adaptare de bandă largă.

Mai târziu, acești parametri vor fi determinați prin optimizarea funcției câștig.

(2) Este de interes practic de a realiza toți polii ca perechi complex conjugate în cazul când n este par.

În acest caz vor fi n/2 perechi distincte (α_i , β_i). Dacă n este ales ca un întreg impar, atunci unul dintre poli va fi pur real. În acest caz polii sunt: $p_1 = -\alpha_1$ și un număr de perechi distincte (α_i , β_i) egal cu (n-1)/2.

Etape de calcul:

(1) Utilizând variabilele de intrare α_i și β_i se generează polii complecși p_i .

(2) Folosind valorile de intrare D_n , m1 , m2 , w_f și polii complecși p_i se generează polinoamele F(jw), D(jw) cu relațiile (12) și respectiv (3).

(3) Utilizând relația (10) se generează coeficienții complecși B_i .

(4) Se generează Z(jw) sub formă parametrică cu relația (1).

(5) Se calculează factorul de transfer în curent H(jw) folosind relația (2).

(6) Se determină coeficientul de reflexie G(jw) și $S_{in}(jw)$ cu ajutorul relațiilor (15) și respectiv (16).

(7) Cunoscând G(jw) și $S_{in}(jw)$ se determină câștigul de transfer în putere cu relația (14).

În noua reprezentare parametrică, variabilele D_n, α_i și β_i sunt considerate necunoscute ale problemei de adaptare dublă și pentru a le determina, este necesar să se folosească o rutină de optimizare neliniară a câștigului în banda de frecvențe dorită. O metodă simplă de a optimiza câștigul de transfer în putere T(w) și pe această cale de a obține mărimile reale necunoscute D_n , α_i , și β_i , poate fi formulată folosind metoda celor mai mici pătrate. În acest caz funcția obiectiv este definită ca:

$$\delta = \sum_{i=1}^{r} [\, T(w_i) - T_o \,]^2 , \qquad (23)$$

unde T_o este nivelul dorit al câștigului pe palier, ce trebuie aproximat prin minimizarea după metoda celor mai mici pătrate ale funcției eroare δ și r este numărul de valori ale frecvenței, uniform distribuite în banda de trecere, pentru care se generează funcția obiectiv sau câștigul. Pentru optimizarea câștigului de transfer în putere se poate folosi cu succes algoritmul de minimizare Levenberg - Marquard [6].

Desigur pentru pornirea rutinei de optimizare neliniară, sunt cerute valorile inițiale ale necunoscutelor. Autorul a conceput o procedură de inițializare, ce asigură valori de pornire sigure pentru altgoritmul de optimizare neliniară, concepută tot pe baza reprezentării parametrice a funcțiilor Brune și care folosește metoda Monte Carlo cu pas aleator mobil. Această procedură a fost implementată într-un program denumit RB (Randomize-Brune).

Odată obținută expresia finală a lui Z(s) sub formă parametrică , ea poate fi sintetizată utilizând metodele standard [7].

Variantele metodei parametrice de adaptare de bandă largă pot fi rezumate ca fiind următoarele:

(1) Dacă m2 ≠ 0, pot fi incluse în Z(s) printre necunoscute, zerouri de transmisie w_f, pentru îmbunătățirea suplimentară a performanțelor de câștig.

(2) Pentru unele probleme practice optimizarea poate cere o admitanță de intrare de susceptanță minimă și nu o impedanță de reactanță minimă. În acest caz pot fi utilizate aceleași ecuații de proiectare înlocuind impedanțele cu admitanțele. Pentru acest caz coeficienții de reflexie G(jw) și $S_{in}(jw)$ se determină cu relațiile:

$$G(jw) = -\frac{Y_G(jw) - 1}{Y_G(jw) + 1}; \qquad (24)$$

$$S_{in}(jw) = -\frac{H(jw)}{H(-jw)} \cdot \frac{Y_L(jw) - Y(-jw)}{Y_L(jw) + Y(jw)}, \qquad (25)$$

unde Y(jw) = G(w) + jB(w) este admitanța de intrare a diportului fără pierderi cu terminație rezistivă. Y_G și Y_L sunt admitanțele generatorului respectiv sarcinii.

(3) Tehnica parametrică prezentată mai sus este dezvoltată pentru planul complex s, obținându-se circuite de adaptare cu constante concentrate. Totuși și un diport constând din segmente de linie de transmisie poate fi proiectat folosind această metodă [2]. În acest caz frecvența complexă convențională s este înlocuită cu variabila Richards $S = \tanh(s\tau)$, τ, fiind întârzierea introdusă de segmentele de linie de transmisie. Formularea abordării parametrice rămâne neschimbată exceptând faptul că funcția F(s) devine cea din ecuația (26).

$$F(S) = S^{mi}(1 - S^2)^{k/2} \prod_{i=1}^{m2} (S^2 + S_i^2). \qquad (26)$$

Termenul $(1 - S^2)^{k/2}$ se referă la liniile de transmisie dispuse pe axa circuitului, așanumite elemente unitate (EU), utilizate în circuitul de adaptare iar întregul k reprezintă numărul de EU.

(4) În comparație cu alte tehnici de calcul direct în frecvențe reale, abordarea parametrică nu cere nici un artificiu algebric pentru a stabili realizabilitatea lui Z(s). Imposibilitatea realizării fizice decurge din faptul că α_i și D_n nu sunt pozitive.

Pe baza algoritmului expus mai sus s-a conceput programul ADA. Acesta, împreună cu programul RB care-i oferă valorile inițiale, reprezintă instrumente foarte utile în rezolvarea unor probleme diverse de adaptare (antene, amplifiactoare etc). Una dintre calitățile metodei este aceea că poate realiza adaptarea între două terminații complexe. Nu mai puțin importantă este și posibilitatea de a realiza și circuite de adaptare cu linii de transmisie utiilizând variabila Richards.

IV. APLICAȚII

Pentru a demonstra posibilitățile teoriei expuse anterior precum și a programelor RB și ADA ne propunem aplicarea lor în proiectarea unui aplificator cu câștigul de 10 dB în banda de frecvențe 0.65 - 0.9 GHz. În acest scop se alege tranzistorul MOS-FET dublă poartă BF996S, ai cărui parametrii S pentru Vds=8V, Id=10mA, Vg2=4V, Vg1=0V sunt luați în format Touchstone din catalogul Siemens AG. Se constată că în această bandă de frecvențe tranzistorul este absolut stabil iar coeficientul de unilateralitate ne permite să-l considerăm unilateral. Cu ajutorul programului specializat în calculul amplificatoarelor AMP, concept de autor, s-au determinat câștigurile Gs, G1, Go. Analizând valorile [8], rezultă că este posibil să realizăm la poarta de intrare o adaptare complex conjugată, iar poarta de ieșire o adaptare astfel încât câștigul global să fie cel impus, 10 dB. Scopul propus este acela de a realiza ca demonstrații circuitele de adaptare la intrare (CAI) și la ieșire (CAE) și de aceea nu se insistă asupra detaliilor legate de amplificator. Pentru realizarea CAE după trasarea cercurilor de câștig constant (G = ct.) pe diagrama Smith - Z și determinarea optimă a cercului de conductanță g=ct. pe diagrama Smith - Y care le intersectează, se obține în final impedanța ce trebuie adaptată, prezentată în tabelul 1. Pentru cele două exemple prezentate în acest articol, normarea frecvenței s-a efectuat la frecvența maximă 0.9 GHz iar a impedanței la Zo=50 Ohmi. Cu valorile din tabelul 1, se intră în programul RB, din care rezultă pentru un circuit cu trei elemente și un zero de transmisie în origine, Gmin = 0.967, Dn = 0.579 și polii:

p1 = - 0.6792+j0.0 ,
p2 = - 0.2891+j1.4688 ,
p3 = - 0.2891 - j1.4688.

Tabelul 1

F normat	R normat	X normat
0.72	0.55	1.0
0.77	0.58	1.03
0.83	0.65	1.07
0.88	0.72	1.1
0.94	0.76	1.12
1.0	0.76	1.12

În continuare utilizând programul ADA, după 100 iterații se obțin coeficienții polinoamelor de la numărător A(i) și de la numitor B(i) ai funcției impedanța Z:

A(0) = 0.0 B(0) = 3.511238
A(1) = 6.0079889 B(1) = 5.4901084
A(2) = 3.2271857 B(2) = 1.8616808
A(3) = 0.0 B(3) = 1.0

Cu ajutorul programului SINTEZA, conceput tot de autor pe baza metodelor Cauer1, Cauer2 și Richards, se obține circuitul din figura 4a, care după aplicarea transformărilor Norton arată ca în figura 4b.

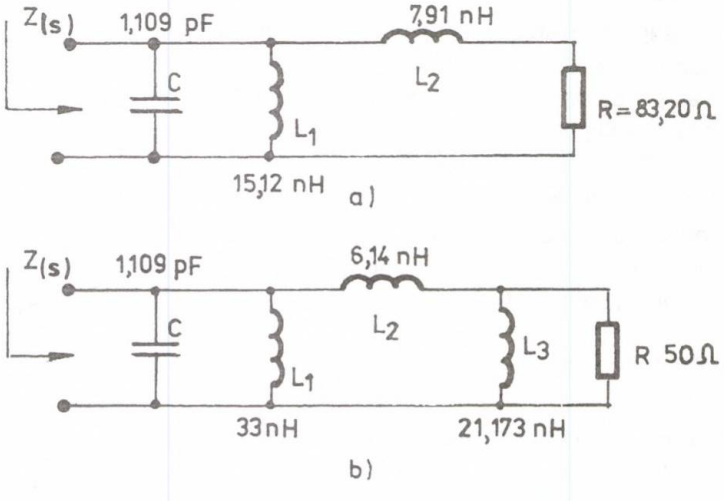


Figura 4 - Circuitul de adaptare la ieșire:
a) Rezultat în urma sintezei
b) După aplicarea transformărilor Norton

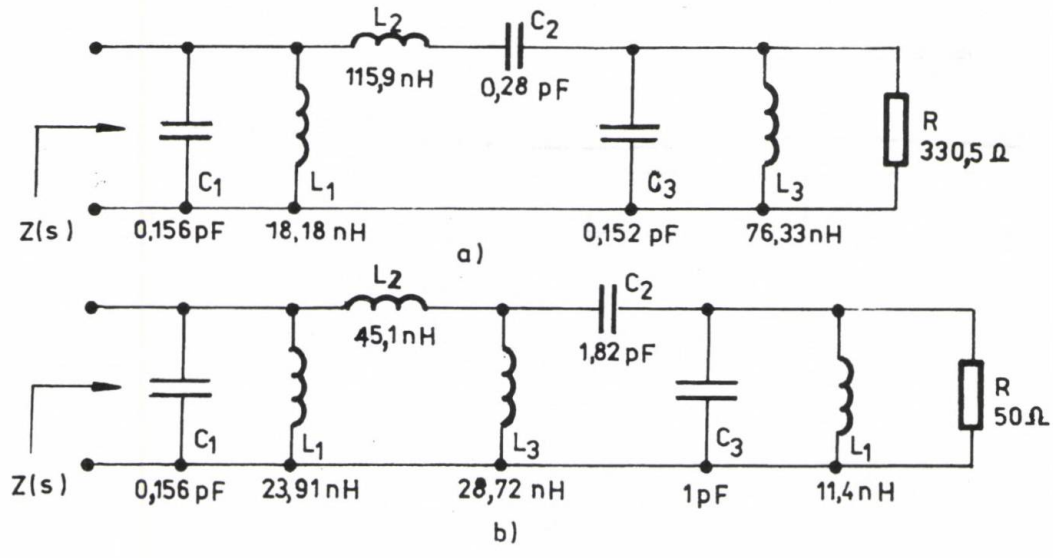


Figura 5 - Circuitul de adaptare la intrare:
a) Rezultat în urma sintezei
b) După aplicarea transformărilor Norton

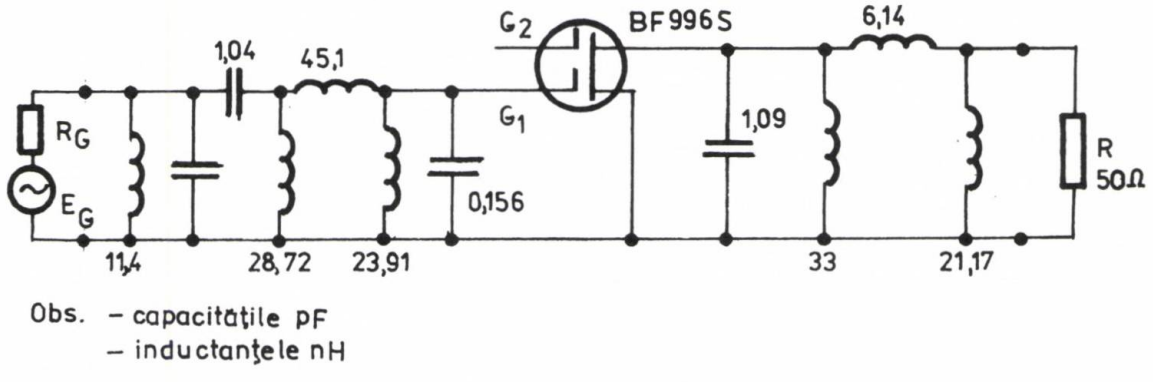


Figura 6 - Schema amplificatorului

Pentru proiectarea CAI se urmărește adaptarea între S_{11} și impedanța normată a generatorului $Z_G = 1$. Valorile coeficienților de reflexie și a impedanțelor corespunzătoare sunt prezentate în tabelul 2. Din programul RB de căutare a valorilor inițiale, rulat pentru cazul unui circuit cu șase elemente și trei zerouri în origine, rezultă: Gmin = 0.403, D_n = 1.227 și polii:

p1 = - 0.0654 + j 0.664
p2 = - 0.0654 - j 0.664
p3 = - 0.1213 + j 1.288
p4 = - 0.1213 - j 1.228
p5 = - 0.2719 + j 1.6956
p6 = - 0.2719 - j 1.6956

Tabelul 2

F normat	S11		Z	
	I S11 I	φ11	r	x
0.72	0.89	-49.37	0.328	-2.13
0.77	0.879	-52.76	0.345	-1.96
0.83	0.867	-56.17	0.333	-1.827
0.88	0.854	-59.47	0.323	-1.704
0.94	0.840	-62.59	0.315	-1.599
1.00	0.828	-62.65	0.328	-1.499

Cu valorile polilor și ale coeficientului Dn se intră în programul ADA de unde rezultă, Gmin = 0.851, VSWRmax = 2.25 și coeficienții polinoamelor A (i) și B (i):

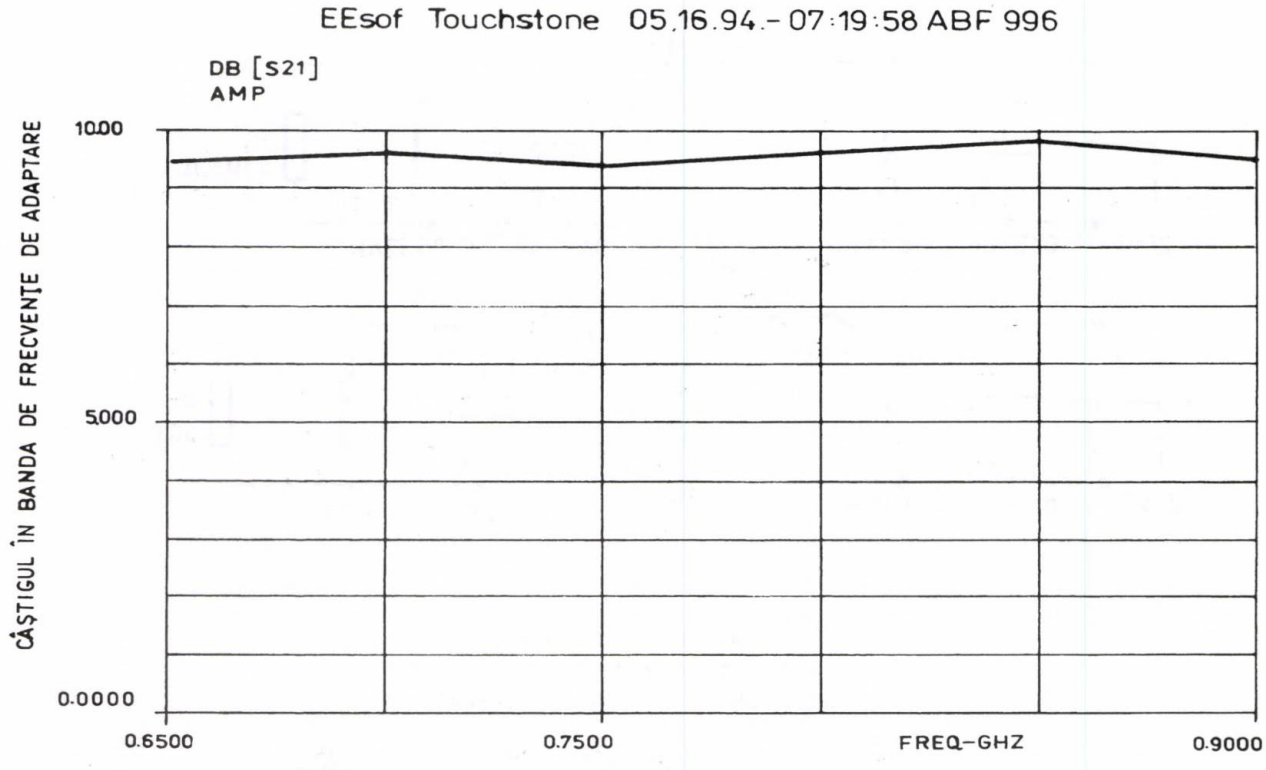


Figura 7

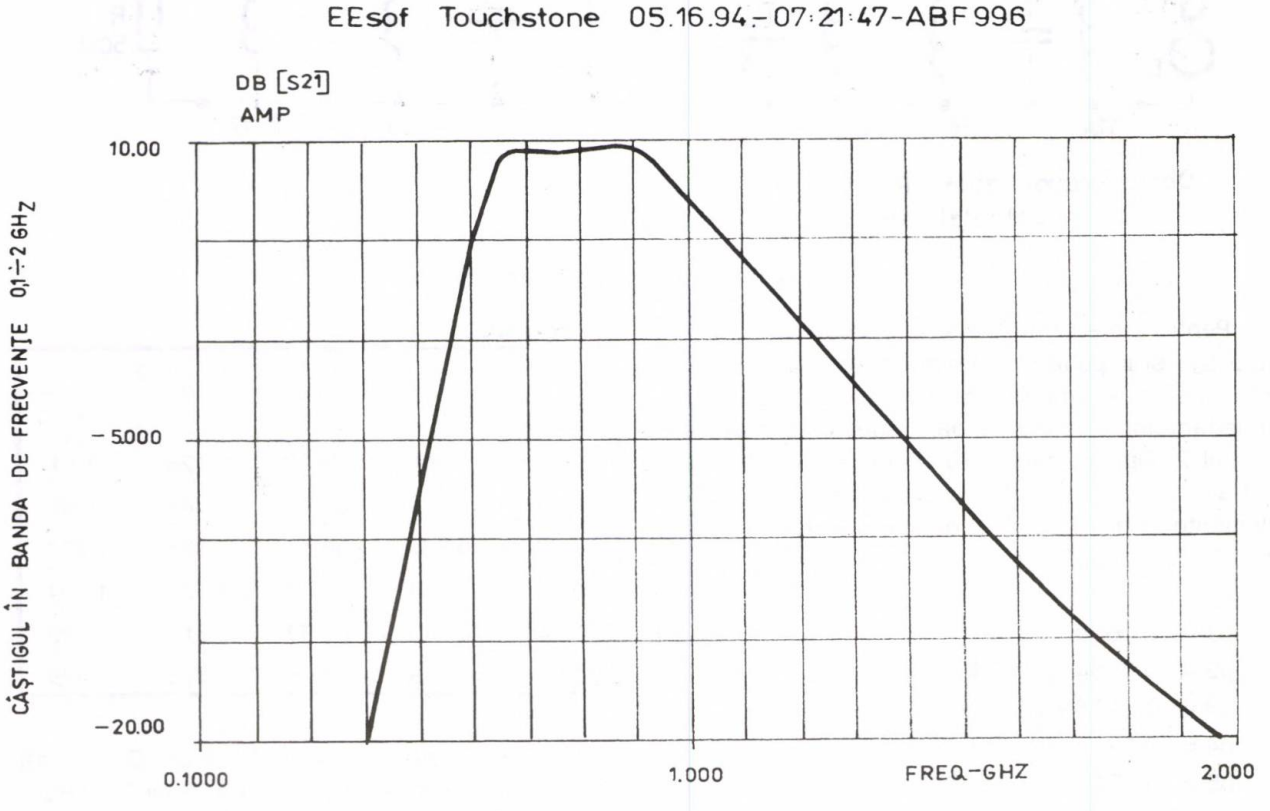


Figura 8

A(0) =0.0	B(0) = 28.7865734
A(1) = 59.1945571	B(1) = 37.046112
A(2) =76.1788787	B(2) = 67.2536926
A(3) = 123.270668	B(3) = 47.910919
A(4) = 79.184669	B(4) = 18.18224716
A(5) = 22.6429367	B(5) = 3.49710249
A(6) = 0.0	B(6) = 1.0

Cu programul SINTEZA se obține circuitul din figura 5a, care după aplicarea transformărilor Norton capătă forma prezentată în figura 5b. Schema finală a amplificatorului este dată în figura 6. Analiza amplificatorului s-a realizat cu programul Touchstone al firmei EESOF. Graficele câștigului în banda de frecvențe de adaptare, 0.65-0.9 GHz și într-o bandă extinsă, 0.1-2 GHz sunt prezentate în figurile 7-8. Din analiza graficelor se constată o bună concordanță între ceea ce s-a impus și ceea ce a rezultat. Totodată ne convinge de viabilitatea metodei și a algoritmului . Din experiența autorului în aplicarea metodei pentru diverse situații de adaptare, atât ca elemente cu constante concentrate cât și cu constante distribuite, a rezultat că aceasta are o mare generalitate și flexibilitate oferind soluții convenabile în majoritatea problemelor de adaptare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Alfred Fettweis, Parametric representation of Brune Functions, Circuit Theory and Applications, vol. 7, John Wiley & Sons, 1989.

[2] Bindoga Siddik Yarman, Alfred Fettwais, Computer-Aided Double Matching Via Parametric Representation of Brune Functions, IEEE Trans. on Circuits and Design vol. 17, nr. 2, febr. 1990.

[3] Tri T. Ha, Solid-State Microwave Amplifier Design, John Wiley & Sons Inc., 1984.

[4] George Rulea, Bazele teoretice și experimentale ale tehnicii microundelor, Ed.Științifică și Enciclopedică, București, 1989.

[5] Ștefămescu Sofronie, Manualul inginerului electronist, Filtre de înaltă frecvență și circuite corectoare, Ed.Tehnică, 1987.

[6] Lewenberg-Marquardt Algoritm, copyright - 1978 by IMSL.

[7] Alexandru Șerbănescu, Complemente de sinteza circuitelor electrice, Ed. ATM, 1985.

[8] Ion T. Sima, tehnica microundelor în echipamente de transmisiuni, Ed. ATM, 1989.

[9] W.Alan Davis, Microwave Semiconductor Circuits Design, Van Nostrand Reinhold Company, 1984.

Metode de sinteză și optimizare a unor semnale pentru accesul multiplu în sistemele cu spectru împrăștiat (partea I-a: bazele teoretice)

Lector univ. dr. ing. Victor P. Greu *

Cuvinte cheie: Sisteme cu spectru împrăștiat (SSI), accesul multiplu prin diviziune în cod, secvențe de cod PN, corelație reciprocă, polinoame primitive, coduri Gold, coduri "cvasi-ortogonale".

Sistemele cu spectru împrăștiat (SSI - spread spectrum systems) rareori se pot concepe ca lucrând în perechi individuale, ele fiind organizate de regulă ca rețele. Accesul multiplu (AM) în aceste rețele, al unui număr cât mai mare de utilizatori care să folosească în comun aceeași bandă de frecvențe, fără a se deranja reciproc, reprezintă un deziderat major. AM prin diviziune în cod (AMDC), specific SSI, impune optimizarea metodelor concrete de sinteză și generare a semnalelor necesare. Această problematică a fost abordată de autor iar lucrarea prezintă succint rezultatele cercetărilor teoretice.

1. INTRODUCERE

Problematica AMDC este în general diversă, funcție de tehnicile de împrăștiere utilizate, dar un aspect esențial al optimizării sale sistemice îl constituie minimizarea interferențelor reciproce și maximizarea numărului de utilizatori (rețele), în condițiile păstrării performanțelor specifice SSI. Dificultatea problemei este dată de faptul că optimizarea AMDC este legată de sinteza semnalelor complexe utilizate pentru împrăștierea spectrului, ale căror parametri afectează hotărâtor performanțele de bază ale SSI (rezistența la perturbații și interceptare, numărul maxim de utilizatori, etc) și de aceea rezultatele obținute în acest domeniu sunt rareori publicate.

Lucrarea prezintă în această primă parte fundamentele teoretice utilizate în sinteză (dezvoltarea metodei Gold, dar se propune și o metodă originală - cea a codurilor "cvasi-ortogonale") iar în partea a doua algoritmii și aplicațiile rezultate din cercetare.

AMDC este o tehnică de multiplexare în care mai multe purtătoare (toate aproximativ pe aceeași frecvență, în cazul SSI de tip "secvență directă" - PN, dar esența este aceeași și la "salt de frecvență"), transmit "diferite" coduri de tip "pseudozgomot" (pseudo-noise, PN) care au proprietatea de corelație reciprocă redusă (între oricare două coduri). Rezultă semnale transmise de forma:

$$s_i(t) = \sqrt{2P}\, d_i(t)\, a_i(t) \sin(\omega_o t + \theta) \quad , \quad i = \overline{1, N}, \tag{1.1}$$

unde P este puterea emisă, $d_i(t)$ este semnalul de date de ordinul i (al i-lea), $a_i(t)$ este cel de-al i-lea cod. Modulația PN presupune $a_i = \pm 1$.

Este necesar ca:

$$\left| \int_o^T a_i(t)\, a_j(t - k T_c)\, dt \right| << \int_o^T a_j^2(t)\, dt \quad , \quad i \neq j, \forall\, k, \tag{1.2}$$

astfel încât canalul i nu va putea "interfera" cu canalul j, indiferent care este defazajul în timp dintre ele. Într-un receptor tipic din SSI, subsistemul de achiziție a codului (despreader) corelează semnalul recepționat cu codul de referință, ca în figura 1.

Ieșirea circuitului corelator-detector este proporțională aproximativ (atât pe timpul achiziției sincronizării, al tracking-ului, dar și al recepționării

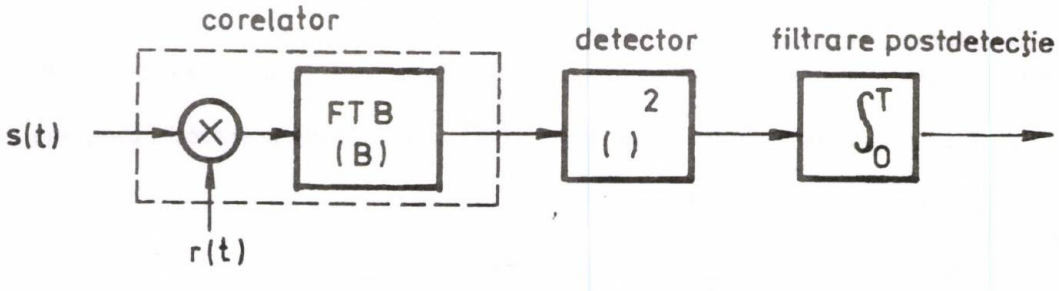


Figura 1

* Academia Tehnică Militară, București

informației) cu funcția de corelație reciprocă a două semnale f_a și f_b (s, r), asociate secvențelor de cod a și b, definită prin:

$$R_{fafb}(\tau) = \frac{1}{T_{cor}} \int_0^{T_{cor}} f_a(t) f_b(t+\tau)\, dt, \quad (1.3)$$

și implicit cu funcția de corelație a secvențelor a, b:

$$R_{ab}(k) = \sum_{m=0}^{N-1} a(m) \cdot b(m-k). \quad (1.4)$$

De aici rezultă necesitatea utilizării corelației reciproce ca un criteriu de bază în optimizarea AMDC în SSI.

2. SINTEZA UNOR SECVENȚE DE COD CU PROPRIETĂȚI SPECIALE PENTRU ACCESUL MULTIPLU

Dintre proprietățile secvențelor PN, pentru accesul multiplu în SSI prezintă interes deosebit o corelație reciprocă uniformă și cât mai mică.

Se pune astfel problema selectării, pe baza numărului total de secvențe liniare maximale:

$$N = \frac{1}{n} \Phi(2^n - 1), \quad (2.1)$$

a secvențelor cu proprietățile dorite (Φ este indicatorul lui Euler, n-lungimea registrului de deplasare). Această selecție este deosebit de dificilă în cazul lungimilor mari ale secvențelor, pentru care, calculele privind corelațiile reciproce devin inpractice în lipsa unor criterii și metode performante de selecție și generare (deoarece pentru secvențele maximale în general nu se pot estima vârfurile corelației reciproce).

2.1. Metoda "perechilor preferate" de secvențe de cod (Gold)

Pe baza unei teoreme a lui Bose și Chaudhuri, Gold a definit "perechile preferate" de secvențe de cod ca având corelația reciprocă limitată și a demonstrat [2] că dacă f(x) este un polinom primitiv de grad n, astfel ca n să nu fie divizibil cu 4, α este o rădăcină a lui f(x), iar g(x) un polinom ireductibil astfel ca:

$$g\left(\alpha^{[2^{(n+1)/2}+1]}\right) = 0 \quad , n = impar, \quad (2.2)$$

$$g\left(\alpha^{[2^{(n+2)/2}+1]}\right) = 0 \quad , n = par\ (n \neq 0, mod\ 4), \quad (2.3)$$

"a" este o secvență generată de un GRD (generator de cod cu registru de deplasare) corespunzând polinomului f(x), "b" orice secvență generată de un GRD corespunzând polinomului g(x), $R_{ab}(\kappa)$ funcția de corelație reciprocă periodică a secvențelor a și b, atunci g(x) este un polinom primitiv de grad n și:

$$\left|R_{ab}(k)\right| \leq 2^{(n+1)/2} + 1 \quad , n = impar, \quad (2.4)$$

$$\left|R_{ab}(k)\right| \leq 2^{(n+1)/2} + 1 \quad , n = par\ (n \neq 0, mod\ 4).$$

(2.5)

De exemplu, dacă n = 7, rezultă:

$$|R_{ab}(\kappa)| \leq 2^4 + 1 = 17$$

Pe măsură ce n crește, rezultatele aplicării metodei devin din ce în ce mai spectaculoase și performante.

Astfel, pentru n = 13, corelația reciprocă poate atinge nivelul 703 față de un maxim de 8191. Utilizând însă perechi preferate, corelația reciprocă maximă este limitată superior de:

$$2^{(13+1)/2} + 1 = 129$$

Dificultățile în dezvoltarea acestei metode constau în lipsa unei modalități mai directe de selectare a polinoamelor iar pe de altă parte prezintă dezavantajul unui număr mic de secvențe generate, datorită numărului redus de "perechi preferate". Din această cauză s-a căutat completarea ei cu un mecanism de generare mai flexibil.

Familia de coduri Gold oferă premizele determinării unui număr mare de coduri, necesar de regulă la accesul multiplu, ale căror proprietăți de corelație pot fi controlate. Optimizarea modului de control și găsirea criteriilor de selecție și generare, necesită în cazul general (implicit al numerelor n mari) o analiză complexă și dificilă.

Se poate arăta că dacă f(x) și g(x) sunt o pereche preferată de polinoame primitive de grad n, ale căror GRD generează secvențe maximale de perioadă 2^n-1 și a căror funcție de corelație reciprocă, R(k), satisface inegalitatea:

$$|R(k)| \leq \left\{ \begin{array}{l} 2^{(n+1)/2} + 1 \quad , n = impar \\ 2^{(n+1)/2} + 1 \quad , n = par\ (n \neq 0, mod\ 4) \end{array} \right\} \quad (2.6)$$

atunci, generatorul cu registru corespunzând produsului f(x)· g(x), va genera 2^n+1 secvențe diferite, fiecare de lungime 2^n-1, astfel încât funcția de corelație reciprocă pentru fiecare pereche va satisface inegalitatea de mai sus (2.6). Cele 2^n+1 coduri sunt numite coduri Gold. Se poate arăta că polinomul produs poate fi implementat cu un singur registru, de lungime 2n, sau ca sumă a două registre echivalente perechii preferate de coduri.

2.2. Metoda codurilor "cvasi-ortogonale"

În SSI sunt necesare, pe de o parte, secvențe PN care să poată asocia unui bit informațional un număr cât mai mare de formate de semnal diferite (de exemplu frecvențe la SSI - salt de frecvență - SF, variații de fază la SSI - secvența directă - SD, etc.), prin procesul de împrăștiere a spectrului. Pe de altă parte, pentru accesul multiplu (AMDC) este nevoie de un număr cât mai mare de astfel de sisteme ortogonale de formate (codurile Gold au R(k) maxim nereglabil, deranjant de mare uneori).

Astfel, dacă se consideră câmpul GF (p^n) și un element primitiv al acestuia, α, el va genera toate elementele distincte nenule ale câmpului ($N = p^n - 1$):

$$\alpha^0, \alpha^1, \alpha^2, \ldots, \alpha^{N-1} \qquad (2.7)$$

Pornind de la această premiză și selectând modalitățile de generare cele mai favorabile unor implementări concrete (de aceea de regulă p=2, păstrându-se însă generalitatea), se poate configura o familie nouă de coduri prin metoda următoare.

Se consideră că se poate asocia fiecare element din GF (p^n) un format de semnal, secvența de cod rezultând din succesiunea elementelor.

De exemplu, pentru SSI - SF, acesta poate fi o frecvență de salt, deoarece cei n coeficienți care definesc orice element,

$$\alpha^k = a_o + a_1 x + \ldots . a_{n-1} x^{n-1}, \qquad (2.8)$$

unde, $a_i \in GF(2)$, $f(\alpha) = 0$, f - polinom primitiv de grad n, k = 0,1 ..., (N-1), pot comanda un sintetizor ce va genera maximum $N=2^n-1$ frecvențe diferite.

Mai departe, la generarea elementelor α^k se poate utiliza algoritmul (și softul corespunzător) pe care l-am realizat pentru sinteza codurilor Gold, sau metoda clasică pe baza generatoarelor cu registru de deplasare care furnizează pe rând elementele GF (2^n).

Pentru sinteza unui număr cât mai mare de sisteme ortogonale de formate, trebuie găsită o metodă de multiplicare a setului inițial:

$$S_0 = (\alpha^0, \alpha^1, \alpha^2, \ldots\ldots, \alpha^{N-1}) \qquad (2.9)$$

astfel încât să se obțină alte seturi, $S_1, S_2, \ldots, S_m (m<N)$, cu proprietatea că oricare 2 astfel de seturi să fie ortogonale (sau "aproape" => "cvasi-ortogonale"), adică, indiferent de fază, număr mic de suprapuneri între formatele generate în același timp. Se presupune că în fiecare set (inclusiv S_0), elementele se generează în ordine, de la stânga la dreapta.

Astfel, ca element de multiplicare, se definește setul de automorfisme:

$$A : GF(p^n) \Longrightarrow GF(p^n)$$

$$A = (\alpha^{i_0}, \alpha^{i_1}, \alpha^{i_2}, \ldots, \alpha^{i_{N-1}}) = \{\alpha^{i_k}\}, \qquad (2.10)$$

prin operatorul multiplicativ (*), astfel:

$$S_1 = S_o * A = \{\alpha^k\} * \{\alpha^{i_k}\} = \{\alpha^{k+i_k}\}, k = 0, 1, 2, \ldots, (N-1),$$

(2.11)

unde $i_k = 0,1,2,\ldots,(N-1)$, pot fi definite de la caz la caz.

Rezultă că un set oarecare S_j se obține cu relația:

$$S_j = S_{j-1} * A = \{\alpha^{m+j \cdot i_m}\}, m = 0, 1, 2, \ldots, (N-1).$$

(2.12)

Condiția de bază pe care trebuie să o satisfacă A este ca acesta să păstreze unicitatea elementelor (să fie o aplicație biunivocă), adică:

$$\alpha^k \cdot \alpha^{i_o} \neq \alpha^{k+m} \cdot \alpha^{i_m}, \qquad (2.13)$$

sau:

$$k + i_o \neq k + m + i_m \pmod N, 0 < m < N, k = 0,1,2, \ldots, (N-1)$$

(2.14)

Evident, în continuare trebuie puse condiții în funcție de numărul de suprapuneri (interferențe) acceptat pentru oricare două coduri (seturi, rețele).

Având în vedere complexitatea problemei în cazul general, vom analiza posibilitatea apariției unei suprapuneri după ce, printr-un defazaj aleator, a apărut deja o suprapunere.

Datorită existenței unei singure suprapuneri, am denumit această familie de coduri "cvasi-ortogonale".

Fie S_k un set și se presupune că la un alt set, S_{k+j}, a apărut la un anumit moment o suprapunere, la elementul $\alpha^{a+k \cdot i_a}$, atunci, din acel moment cele două seturi (rețele) vor evolua în fază și deci pentru a mai apărea încă o suprapunere, să zicem peste d elemente, este necesar ca să avem:

$$S_k : \alpha^{a+k \cdot i_a} \ldots\ldots\ldots \alpha^{a+d+k \cdot i_{a+d}}, \qquad (2.15)$$

$$S_{k+j} : \alpha^{b+(k+j) \cdot i_b} \ldots . \alpha^{b+d+(k+j) \cdot i_{b+d}}, \qquad (2.16)$$

adică:

$$\begin{cases} \alpha^{a+k \cdot i_a} = \alpha^{b+(k+j) \cdot i_b} \\ \alpha^{a+d+k \cdot i_{a+d}} = \alpha^{b+d+(k+j) \cdot i_{b+d}} \end{cases} \qquad (2.17)$$

sau:

$$\begin{cases} a + k \cdot i_a = b + (k+j) \cdot i_b \\ a + d + k \cdot i_{a+d} = b + d + (k+j) \cdot i_{b+d} \end{cases} \pmod N,$$

(2.18)

de unde rezultă:

$$k(i_{a+d} - i_a) = (k+j) \cdot (i_{b+d} - i_b) \pmod N.$$

(2.19)

Ultima relație arată că în cazul general (pentru A oarecare) este destul de dificil de pus în evidență imposibilitatea celei de a doua suprapuneri. Analizând însă relația (2.19) (și evident condiția de bază), se pot selecta automorfismele A care satisfac.

Automorfismul multiplicator poate fi definit sub o formă și mai generală, considerând că sinteza seturilor S_k se face cu un multiplicator variabil la fiecare etapă (set), adică:

$$A^k = \{\alpha^{i^k_m}\}, \quad m = 0, 1, 2, \ldots, (N-1), \quad k = 0, 1, 2, \ldots, (N-1), \qquad (2.20)$$

Condiția de bază va fi:

$$j + i^k_o \neq j + m + i^k_m, \ \forall\ k, m, j. \qquad (2.21)$$

Rezultă seturi de forma generală:

$$S_k = S_{k-1} * A^k = \left\{ \alpha^{m + i_m^1 + i_m^2 + \ldots + i_m^k} \right\},$$

$$m = 0, 1, 2, \ldots, (N-1). \qquad (2.22)$$

Condiția apariției unei a doua suprapuneri devine:

$$S_k : \alpha^{a + \sum_{m=1}^{k} i_a^m} \ldots\ldots\ldots \alpha^{a+d+\sum_{m=1}^{k} i_{a+d}^m}$$

$$S_{k+j} : \alpha^{b + \sum_{m=1}^{k+j} i_b^m} \ldots\ldots\ldots \alpha^{b+d+\sum_{m=1}^{k+j} i_{b+d}^m} \qquad (2.23)$$

adică:

$$\begin{cases} a + \sum_{m=1}^{k} i_a^m = b + \sum_{m=1}^{k+j} i_b^m \\ a + d + \sum_{m=1}^{k} i_{a+d}^m = b + d + \sum_{m=1}^{k+j} i_{b+d}^m \end{cases}, \ (mod\ N) \qquad (2.24)$$

de unde rezultă:

$$\sum_{m=1}^{k} i_a^m + \sum_{m=1}^{k+j} i_{b+d}^m = \sum_{m=1}^{k+j} i_b^m + \sum_{m=1}^{k} i_{a+d}^m, \ (mod\ N) \qquad (2.25)$$

Desigur că este foarte dificil de pus în evidență, în forma generală a relației (2.25), imposibilitatea celei de-a doua suprapuneri. Ultima relație, împreună cu condiția de bază, vor permite selecția soluțiilor perticulare care satisfac.

Utilitatea metodei propuse va deveni mai evidentă prin analiza unor forme particulare ale automorfismelor A, pentru care am demonstrat existența a cel puțin o soluție.

CAZURI PARTICULARE

1. Automorfismul A este dat de cheia de permutare:

$$P = (b^0, b^1, \ldots, b^{m-1}) \qquad (2.26)$$

unde b se consideră o rădăcină primitivă în câmpul Galois $GF_{(p)}$.

O frecvență generată de SSI - SF poate fi de forma :

$$f_i = f_o + a_i D \qquad (2.27)$$

unde f_0 este limita inferioară a gamei, D ecartul minim între două frecvențe iar a_i este o valoare oarecare din setul inițial:

$$S_0 = (a_o, a_1, \ldots, a_{m-1}) \qquad (2.28)$$

unde m = p -1.

Setul S_1 se va obține astfel : elementul din poziția b^0 (adică a_0) va trece pe poziția b^1, cel de pe poziția b^1 va trece pe poziția b^2 și în continuare la fel, până la b^{m-1}, care trece în b^0.

Setul S_2 se obține aplicând P lui S_1, și așa mai departe. Se pot obține astfel S_0, S_1, . . . , S_{m-1}, adică m seturi.

Deși diferă oarecum ca principiu, această metodă, propusă de Cooper în [1] și demonstrată de noi în [3], se poate considera ca un caz particular al metodei generale propuse mai sus, deoarece în loc de câmpul Galois extins $GF(p^n)$, utilizează câmpul $GF_{(p)}$ (dar p nu are aceeași semnificație în ambele cazuri !).

2. Cazul:

$$A^J = \left\{ \alpha^{M \cdot k} \right\}, \ k = 0, \ldots, (N-1), \ M = \hat{i}ntreg. \qquad (2.29)$$

În acest caz se observă că:

$$i_m^J = i_m = M \cdot m, \ m = 0, \ldots, (N-1). \qquad (2.30)$$

Dacă se consideră, pentru generalitate:

$$S_0 = (\alpha^k, \alpha^{k+1}, \ldots, \alpha^{k+N-1}), \qquad (2.31)$$

rezultă:

$$S_1 = \left\{ \alpha^{k+m+M \cdot m} \right\}, \ m = 0, \ldots, (N-1), \qquad (2.32)$$

și deci:

$$S_J = \left\{ \alpha^{k+m(J \cdot M+1)} \right\}, \ m = 0, \ldots, (N-1), \qquad (2.33)$$

Condiția de bază devine:

$$i_o - i_J \neq J \ (mod\ N) \ <==> \ 0 - J \cdot M \neq J \ (mod\ N) \ <==>$$

$$<==> \ (M+1) \cdot J \neq 0 \ (mod\ N), \qquad (2.34)$$

unde:

0< J < N.

Această condiție este satisfăcută pentru un mare număr de cazuri, de exemplu pentru:

M = 1, 3, 5, ... (impar <N-1).

Pentru a doua condiție, presupunem că între două seturi oarecare, S_j și S_{j+m} a apărut o suprapunere, din acel moment ele evoluând în fază, iar o eventuală a doua suprapunere va fi peste d elemente, adică:

$$S_J : \alpha^i \ldots\ldots\ldots\ldots \alpha^{i+d(J \cdot M+1)} \qquad (2.35)$$

$$S_{J+m} : \alpha^i \ldots\ldots\ldots\ldots \alpha^{i+d[(J+m) \cdot M+1]} \qquad (2.36)$$

de unde rezultă:

$$i + d(J \cdot M + 1) = i + d[(J+m)M + 1] \ (mod\ N), \qquad (2.37)$$

sau:

$$d.m.M = 0 \ (mod\ N), \ 0 < d, m < N \qquad (2.38)$$

Analizând ulttima relație, în funcție de $N = p^n - 1$, se pot determina situațiile când mai este posibilă o a doua suprapunere și când nu. În mod concret, din descompunerea în factori a lui N, rezultă combinațiile când relația este posibilă și se poate evalua după aceea corelația reciprocă a seturilor (codurilor). În particular, dacă se alege N un număr prim, se vede că relația este imposibilă.

3. Cazul:

$$A^J = \left| \alpha^{k \cdot 2^{J-1}} \right|, \ i_k^J = k \cdot 2^{J-1}, \ k = 0, \ldots, (N-1). \qquad (2.39)$$

Se observă că seturile se pot obține succesiv prin ridicarea la pătrat a elementelor și deci:

$$S_J = S_{J-1} * A^J = \left\{ \alpha^{k \cdot 2^J} \right\}, k = 0, \ldots, (N-1), J = 1, \ldots, (N-1) \tag{2.40}$$

Condiția generală devine:

$$\alpha^{a \cdot 2^J} \neq \alpha^{b \cdot 2^J}, \quad a \neq b, \quad a, b < N. \tag{2.41}$$

Deoarece:

$$(\alpha^a)^2 = (\alpha^b)^2 \iff 2a = 2b \pmod N \iff a = b, \tag{2.42}$$

condiția generală va fi satisfăcută pentru orice J.

Condiția apariției încă a unei suprapuneri între seturile S_j și S_{j+m}, după cea de la elementul "i", va fi:

$$S_J : \alpha^i \ldots\ldots\ldots \alpha^{i + d \cdot 2^J} \tag{2.43}$$

$$S_{J+m} : \alpha^i \ldots\ldots\ldots \alpha^{i + d \cdot 2^{J+m}} \tag{2.44}$$

adică:

$$d \cdot 2^J = d \cdot 2^{J+m} \pmod N, \tag{2.45}$$

sau:

$$2^m = 1 \pmod N, \tag{2.46}$$

sau:

$$2^m - 1 = (2^n - 1) \cdot M, \quad 0 < m < 2^n - 1. \tag{2.47}$$

Analizând această relație se pot determina situațiile în care ea este imposibilă (posibilă). De exemplu, pentru m < n, rezultă că relația este imposibilă și deci n seturi cvasi ortogonale.

4. Cazul:

$$A^J = \left\{ \alpha^{b^{i-J} - b^{i-J+1}} \right\}, \quad m = 0, \ldots, (M-1), \tag{2.48}$$

unde b este un element primitiv din $GF_{(q)}$, q-număr prim, $M = q-1$, $M < N+1 = p^n$ și vom avea:

$$b^M = b^0 = 1 \pmod q. \tag{2.49}$$

Dacă se consideră:

$$S_0 = \left\{ \alpha^j \right\}, \quad j = 1, 2, 3, \ldots, M \tag{2.50}$$

datorită proprietăților lui b în $GF_{(q)}$ se poate demonstra ușor că există totdeauna un vector:

$$I = (i_0, i_1, \ldots, i_{M-1}), \quad i_m = 0, 1, 2, \ldots, (M-1), \tag{2.51}$$

astfel ca:

$$j = b^i \pmod q, \quad j = 1, 2, \ldots, M, \tag{2.52}$$

și deci:

$$S_0 = \left\{ \alpha^j \right\} = \left\{ \alpha^{b^i} \right\}, \quad j = 1, 2, \ldots, M \tag{2.53}$$

iar un cod oarecare, S_k, se va obține cu relația:

$$S_k = S_{k-1} * A^k = \left\{ \alpha^{b^{i-k}} \right\}, \quad m = 0, 1, 2, \ldots, (M-1)$$
$$k = 1, 2, \ldots, (M-1). \tag{2.54}$$

Condiția de bază este satisfăcută deoarece fiecare cod (începând cu S_1) reprezintă de fapt o permutare a elementelor codului precedent ca rang și deci în ultimă instanță a lui S_0.

Dacă se notează formal, (a/r) = elementul "a" în poziția "r", condiția apariției celei de-a doua suprapuneri, la elementul i_2, după d poziții de la producerea celei dintâi la elementul i_1, devine:

$$S_k : \alpha^{i_1} / b^{i_1 + k} \ldots\ldots \alpha^{i_2} / (b^{i_1 + k} + d). \tag{2.55}$$

$$S_{k+J} : \alpha^{i_1} / b^{i_1 + k + J} \ldots\ldots \alpha^{i_2} / (b^{i_1 + k + J} + d), \tag{2.56}$$

și deci:

$$b^{i_2 + k} = b^{i_2 + k} + d \equiv b^{i_1 + k + J} + d = b^{i_1 + k + J} \ldots \tag{2.57}$$

sau:

$$b^j = 1 \pmod q \tag{2.58}$$

ceea ce este imposibil deoarece $0 < k+J < q$, $J > 0$.

Se observă că, spre deosebire de metoda Cooper, acest caz este grefat pe extensia câmpului Galois (elementele α^m), astfel că la generarea în timp real a unui element (în timpul funcționării SSI, de exemplu SF), se pot folosi toate posibilitățile cunoscute ale $GF(2^n)$, inclusiv algoritmul și softul propuse la dezvoltarea metodei codurilor Gold.

Un alt avantaj al metodei îl reprezintă flexibilitatea sintezei (transferată proiectării SSI), dată de faptul că $M \leq N$, adică posibilitatea separării numărului de coduri (rețele) de numărul de formate utilizabile (frecvențe de salt). De regulă, numărul de formate necesar în SSI este mult mai mare ca cel de rețele.

Datorită faptului că relația (2.52) este valabilă în $GF_{(q)}$, adică (mod q), este posibil să se utilizeze același sistem (program) de generare pentru elemente, prin programarea, eventual după un cod adecvat, și a celorlalte elemente din $GF(2^n)$, de exemplu înlocuind în S_0 astfel:

$$\alpha^1 \dashrightarrow \alpha^{1+q}, \quad \alpha^2 \dashrightarrow \alpha^{2+q}, \ldots\ldots \tag{2.59}$$

Utilitatea acestei metode va fi reliefată și mai mult prin prezentarea elementelor de sinteză în câmpuri extinse Galois, aplicabile codurilor Gold dar și codurilor "cvasi-ortogonale" *(partea a II - a)*.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cooper, G.; Mc Gillem, C. - Modern Communications and Spread Spectrum, McGraw Hill, New-York, 1986.

[2] Holmes, J.K. - Coherent Spread Spectrum Systems, J. Willey&Sons, New-York, 1982.

[3] Greu, V. - Transmisiuni radio rezistente la bruiaj și interceptare, Ed.Militară, București, 1992.

[4] Dixon,R.C. - Spread Spectrum Systems, J.Willey&Sons, New-York, 1976.

Multiplexoarele sincrone 1641 SM și 1651 SM de 155 și 622 Mbiți/s

***N. Gerbault, P. Guichard, M. Guiheneuf** **

Multiplexoarele sincrone SM1641 și 1651 fac parte din gama de produse sincrone de transport a firmei Alcatel.

Ele se disting în principal prin capacitatea de a extrage și insera ("drop and insert") semnale de 2; 34; 140 și 150 Mbiți/s și un mod de abordare a proiectării lor care dă probabilitatea celor mai multe dintre plăcile componente să fie utilizate în ambele multiplexoare.

Introducere

Rolul principal al multiplexoarelor sincrone SM1641 și SM1651 este de a insera semnalele afluente într-un semnal de linie cu debit mai înalt, sau "agregat".

Invers, ele pot extrage toate sau unele din semnalele care formează semnalul de linie.

SM1641 poate extrage și insera 63 semnale de 2 Mbiți/s sau trei semnale de 34 Mbiți/s cu un debit al semnalului de linie de 155 Mbiți/s, în timp ce SM1651 poate deservi 63 semnale x 2 Mbiți/s, 24 semnale x 34 Mbiți/s sau opt semnale de 140 sau 155 Mbiți/s cu un debit al semnalului de linie de 622 Mbiți/s.

Fiecare va opera la debitul său nominal proiectat și de asemenea la un debit mai înalt, de 622 Mbiți/s în cazul lui SM1641 sau la un debit mai scăzut de 155 Mbiți/s, în cazul lui SM1651.

Aceasta înseamnă că SM1641 în versiunea sa extinsă, numită SM-C 1651, poate fi utilizat în rețele ce funcționează la 622 Mbiți/s. Funcția de extracție și inserție în acest caz implică două din cele patru semnale STM-1 de 155 Mbiți/s.

În mod similar, SM1651 poate fi operat inițial ca un multiplexor cu extracție și inserție, de 155 Mbiți/s, asigurat de cunoașterea faptului că operarea poate, în final, fi extinsă la 622 Mbiți/s fără a deranja rețeaua în care este instalat.

El poate fi de asemenea configurat ca un mic repartitor deservind 16 x 140 sau 155 porturi bidirecționale (incluzând opt pe două canale STM-4), sau 24 x 34 Mbiți/s porturi bidirecționale.

Utilizate fie ca terminale de multiplexare, multiplexoare cu inserție/extracție sau repartitoare - comutatoare, ele toate îndeplinesc cerințele Recomandării G.782 a ITU-T care stabilește caracteristicile generale ale echipamentului de multiplexare pentru ierarhia digitală sincronă.

Acest articol descrie atât multiplexoarele sincrone, cât și aplicațiile și anumite caracteristici ale lor.

1. Privire generală

Multiplexorul SM1641 este amplasat într-un sub-rack (vezi figura 1) măsurând 483 mm lărgime pe 475 mm înălțime (aproximativ 11 U). Sub-rackul SM 1651 este de aceeași lărgime (vezi figura 2) dar de 840 mm înălțime (aproximativ 19 U). Ambele sub-rackuri se conformează la ETS 300119 și sunt amplasate în rackuri de 600 mm lățime, 2200 mm înălțime și 300 mm adâncime.

Toate conectările se fac prin față, cu porturi electrice grupate împreună pe panoul din partea de sus și posturi optice pe panourile frontale ale plăcilor. Plăcile sunt de 233 mm înălțime și 220 mm adâncime.

Multiplexoarele sincrone ale lui Alcatel formează o "familie de echipamente". Indiferent de configurație, toate conțin un număr de plăci comune tuturor aplicațiilor. Acestea sunt plăcile de convertor, controler de echipament, linia de serviciu - comunicații de date și ceas de referință.

Ele își împart de asemenea aceleași plăci de interfață pentru semnalele de afluenți, fiind suport pentru: 21 semnale x 24 Mbiți/s, trei semnale de 34 Mbiți/s, cinci semnale de 2 Mbiți/s și un semnal de 34 Mbiți, și o placă dual-mod de 140 sau 155 Mbiți/s care poate fi configurată de sistemul de management. Plăcile de interfețe optice S-1.1 și L-1.1 (numite în concordanță cu definițiile Recomandării G957 a ITU-T) pentru semnalele afluente la STM-1 pot fi de asemenea utilizate în ambele multiplexoare.

Semnalul de linie este cunoscut prin convenție drept "agregat" iar semnalele componente ca "afluenți".

* Alcatel CIT

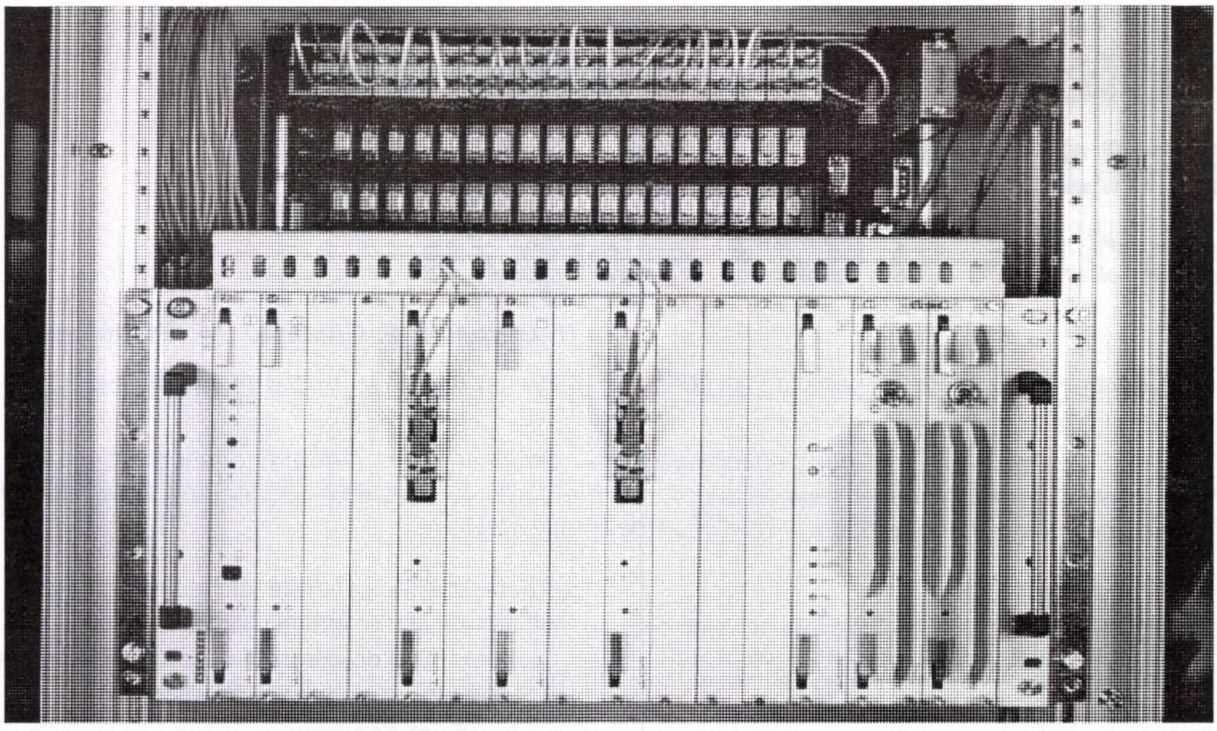


Fig. 1 - Multiplexorul sincron Alcatel SM1641, amplasat într-un subrack de 475 mm, conține un compartiment pentru plăci deasupra căruia este un panou pentru conexiuni electrice. Debitul de biți al semnalului, sau agregat, este de 155 Mbiți/s.

Termenul afluent este utilizat chiar dacă semnalele sunt bidirecționale.

2. Aplicații

Multiplexoarele sincrone pot fi utilizate în rețele cuprinzând legături punct - punct, configurații "bus" (în linie), stea și inel. Ele pot fi instalate ca terminale de multiplexare, multiplexoare cu extracție și inserție sau repartitoare - comutatoare.

SM 1641 este utilizat în special în nodurile rețelei locale de transmisie în timp ce SM1651 este utilizat în nodurile rețelei regionale sau locale. Fiecare multiplexor poate deservi una sau mai multe centrale locale din rețeaua de telecomunicații, furnizând acces la rețeaua de distribuție a abonaților. Ele pot fi de asemenea utilizate în rețelele private.

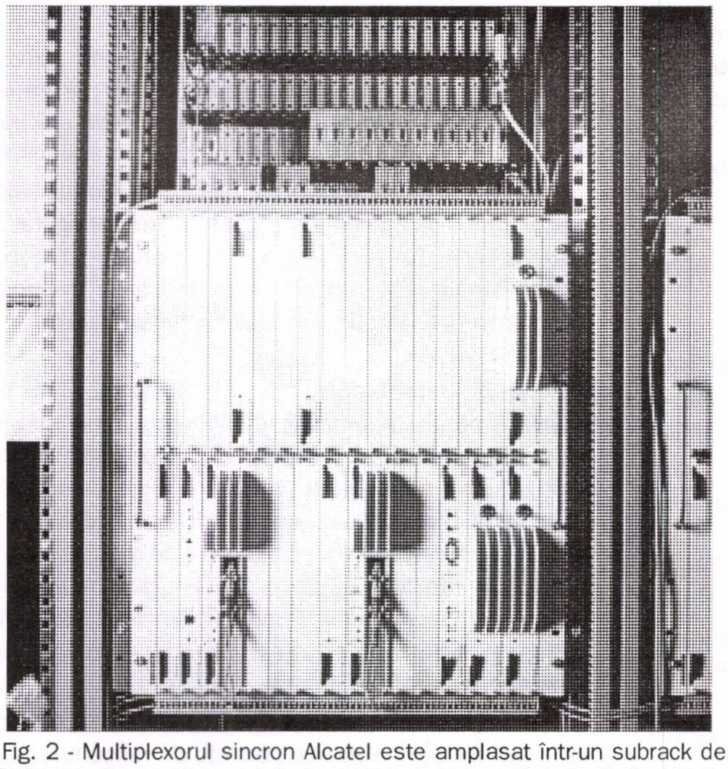


Fig. 2 - Multiplexorul sincron Alcatel este amplasat într-un subrack de 840 mm. Compartimentul de la partea de jos conține două rânduri de plăcuțe și are deasupra un panou pentru conexiunile electrice.

Rețelele construite în jurul acestor multiplexoare sunt administrate de sistemul de supervizare Alcatel 1351 NX și de unitățile de monitorizare 1320NX și 1321NX (1).

2.1. SM 1641

O aplicație demnă de notat a lui SM 1641 este cea de concentrator/distribuitor de canal (vezi figura 3). Într-o rețea de STM-1, acesta poate primi până la trei unități afluente STM-1, cu un debit de biți teoretic totalizat de până la 155 Mbiți/s. Concentratorul configurează containerele virtuale VC-12 și VC-3 de la aceste unități afluente în agregatele STM-1. Funcția de distribuție se aplică între agregate și unități afluente.

SM 1641 poate fi utilizat, în mod tipic, pentru a concentra și distribui programele de televiziune la 34 Mbiți/s de la studiouri de producție aflate la distanță unele de altele.

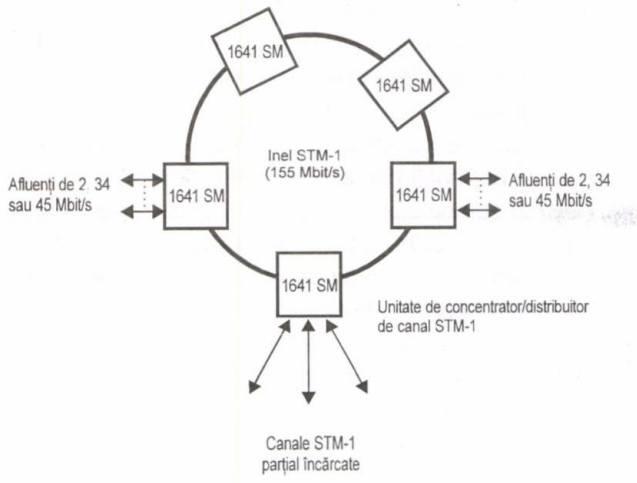


Fig. 3 - Multiplexorul SM1641 este utilizat aici ca un concentrator de acces la un inel STM-1. El poate deservi trei afluenți de 155 Mbiți/s parțial încărcați. întrucât canalele sunt bidirecționale, funcția de concentrare este însoțită de o funcție de distribuție de la inel la canal.

2.2. SM 1651

O aplicație a multiplexorului sincron SM 1651 este ca repartitor - comutator de semnal STM-1 pentru interconectarea configurațiilor în inel (vezi figura 4).

Aceasta înseamnă că un inel STM-4 și un inel STM-1 pot fi interconectate în mod eficient, astfel încât unitățile afluente ale STM-1 de la SM 1651 la intersecția inelelor vor fi conectate la agregatele multiplexoarelor SM 1641 din inelul STM-1.

Mai mult de două inele pot fi interconectate utilizând un SM 1651 ca repartitor - comutator în exteriorul inelelor. În acest caz, cele opt unități afluențe STM-1 ale repartitorului-comutator sunt conectate la unitățile afluente ale multiplexoarelor care furnizează acces la inele. Repartitorul-comutator poate deservi traficul inter-inele și traficul agregat datorită matricii sale cu o capacitate totală echivalentă la 16 porturi bidirecționale STM-1.

2.3. Alte aplicații

Multiplexoarele sincrone ale firmei Alcatel pot fi utilizate de asemenea în mai multe aplicații convenționale, printre care inele, bus-uri și legături punct-punct (2). Aceste aplicații pot fi combinate.

2.3.1 Rețele (în) inel.

Rețelele în inel sunt unul din cele mai vechi moduri de protejare a magistratelor de transmisie. Multiplexoarele sunt proiectate pentru a opera pe inele de canale protejate unidirecțional. SM 1651 poate de asemenea fi utilizat pe rețele de secțiuni protejate bidirecționale (în prezent în curs de standardizare).

Rețelele în inel oferă de asemenea avantaje cheie de tolerare a deconectării purtătoarei de transmisie fără a deranja semnalele prin inel: traficul continuă să se scurgă prin partea ne-deconectată.

2.3.2. Rețea "bus"

Unitățile pot fi utilizate ca terminale de multiplexare la oricare din capetele bus-ului sau ca multiplexoare cu extracție și inserție de-a lungul bus-ului. Software-ul de administrare face posibil pentru personalul de exploatare să insereze sau să extragă unități afluente fără demultiplexarea semnalului. Aceasta înseamnă că multiplexoarele și demultiplexoarele de care era nevoie în rețele plesiocrone, nu mai sunt necesare.

În prezent, practica convențională pentru a îmbunătăți calitatea unei rețele "bus" este de a o transforma într-o rețea în inel conectând capetele "bus"-ului împreună.

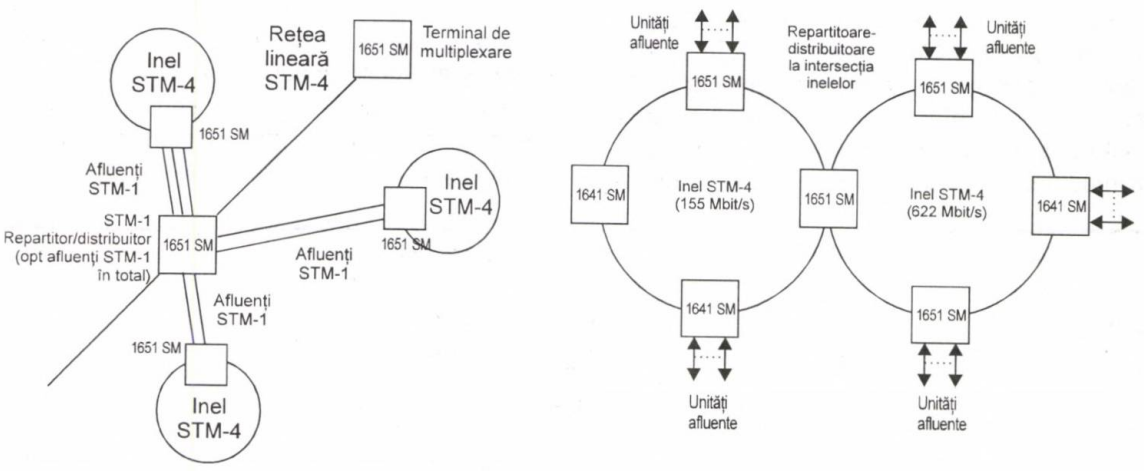


Fig. 4 - Multiplexorul sincron SM1651 este utilizat ca un repartitor - comutator de semnal STM-1, pentru interconectarea rețelelor în inel STM-1 sau STM-4. Repartitorul - comutator poate fi localizat în interiorul sau în exteriorul inelelor. Dacă este în exterior, numărul afluenților STM-1 crește la opt.

2.3.3. Legături punct - punct

Utilizate ca terminale de multiplexare, unitățile repartizează-comută și configurează semnalele la posturile lor pentru inserarea în modulele STM-1 sau STM-4, după cum e corespunzător.

În termeni de echipament, terminalele de multiplexare au necesități mici: două terminale STM-4 cu protecție 1 : 1 sau 1 + 1 pot fi amplasate într-un unic sub-rack.

3. Arhitectură sincronă de multiplexor

Multiplexoarele sincrone cuprind un număr de plăcuțe utilitare împreună cu plăcuțe de interfață pentru agregate sau unități afluente. Ambele îndeplinesc funcții de matrice. Funcția de matrice a lui SM 1641 este distribuită între diferite plăcuțe astfel încât containerele virtuale pentru unitățile afluente și agregate să poată fi repartizate - comutate. SM 1651 are două tipuri de matrice: VC-4, singur sau totalul VC-4, VC-B, VC-12.

3.1. Plăcuțe utilitare

Convertorii alimentează echipiamentul de la sursa de alimentare din centrul de telecomunicații (48 V sau 60 Vc.c.). Două comutatoare (protecție "1+1") alimentează SM1641. În operarea normală, ei împart sarcina.

SM1651 este alimentat de trei convertoare, într-o configurație de protecție "2+1"; în funcționare normală, toți trei își împart sarcina.

Placa de monitorizare a echipamentului colectează alarmele și informația de stare de la alte plăci ale multiplexorului și distribuie semnalele de configurație. Această placă are de asemenea interfețe către terminalul echipamentului și la sistemul de supervizione a rețelei. Placa are un număr de memorii diferite: un EPROM de 512 Kbytes pentru utillizarea în programul de pornire care nu poate fi modificată în timpul operării; un EEPROM DE 256 kbytes în special pentru date de configurare, care pot fi modificate în operare; o memorie "flash" EEPROM de 4 Mbytes pentru utilizarea de către programul de operare, care poate fi modificată în timpul operării și care poate încărca noi versiuni de software, și o RAM de 2 Mbytes, de asemenea pentru utilizare în program.

Celelalte plăci ale multiplexoarelor SM1641 și 1651 pot avea fiecare un controler local cu memorii de același tip.

Placa de comunicație de date și linie de serviciu comută biții suplimentari de canal și de secțiune (SOH și POH) ai semnalelor agregatelor și ai unităților afluente. Ea are interfețe în conformitate cu Recomandările ITU-T G.703 (trei canale de 64 Kbiți/s) și V.II (trei canale 9600 biți/s și o interfață de operator).

Placa ceasului de referință sincronizează echipamentul cu semnalul de ceas disponibil din interiorul stației.

Acest semnal de ceas este o sursă de sincronizare. Alte surse sunt două semnale separate de 2048 kHz de la stație, agregatul de intrare și ieșire, una din cele 2 unități afluente de 155 Mbiți/s selectabile pe placă, sau un oscilator intern stabilizat cu o precizie de $4,6 \times 10^{-6}$ în modul de funcționare liber. Alcatel aplică acest principiu al surselor de sincronizare multiple, pentru toate echipamentele sale sincrone.

3.2. Interfața echipamentului (agregatului)

SM1641 are interfețe de 155 Mbiți/s pentru semnale electrice, interfețe optice pentru semnale la același debit, sau, în versiunea sa extinsă, interfețe de 622 Mbiți/s pentru semnale optice.

SM 1651 are interfețe de 622 Mbiți/s pentru semnale optice. Tabelul 1 rezumă interfețele agregate disponibile pe cei doi multiplexori.

Codurile S-1.1, L-1.1, L-1.2, S-4.1, L-4.1 și L-4.2 sunt utilizate în Recomandarea ITU-T G.957 care definește interfețele optice pentru echipamentele și sistemele ierarhiei digitale sincrone. L-4.2JE este o interfață de lucru comună până la 28 dB bilanț optic.

În SM 1641 interfețele electrice și optice furnizează aceleași funcții în cadrul termenilor de referință ai Recomandării ITU-T G.783 [3]. Funcția principală este de a conecta canalele de ordin mai scăzut cu scopul de a configura containerii virtuali de la unitățile afluente în cadrul de 155 Mbiți/s. După

	Interfață electrică	Interfețe optice (gama în Km)						
SM 1641 Alcatel	155 Mbiți/s	155 Mbiți/s S-1.1 (≈ 25 Km)	155 Mbiți/s L-1.1 (≈ 60 Km)	155 Mbiți/s L-1.2 (≈ 90 Km)	622 Mbiți/s S-4.1 (≈ 25 Km)	622 Mbiți/s S-4.1 (≈ 80 Km)		
SM 1651 Alcatel					622 Mbiți/s S-4.1 (≈ 25 Km)	622 Mbiți/s L-4.1 (≈ 60 Km)	622 Mbiți/s L-4.2 (≈ 70 Km)	622 Mbiți/s L-4.2 JE (≈ 90 Km)

Tabelul 1 : Interfețe de agregate electrice și optice

aceasta urmează adaptarea la un canal de ordin mai înalt pentru a sincroniza containerii virtuali de ordin mai coborât cu VC-4. A treia funcție este de a termina canalul de ordin mai înalt pentru citire, adăugare sau extragere a informației suplimentare (overhead) de cale din VC-4. Apoi, funcția de adaptare de secțiune sincronizează cadrul de 155 Mbiți/s cu VC-4.

Terminația de informație suplimentară de secțiune de multiplexare, testarea integrității semnalului de intrare, terminația informației suplimentare de secțiune de regenerare și testarea integrității semnalului între repetori sunt funcțiile finale care sunt comune diferitelor interfețe.

Interfețele pentru semnale optice furnizează de asemenea conversie electrică/optică și funcții de detectare a pierderii semnalului de intrare. Interfețele pentru semnalele electrice furnizează aceleași funcții cu impedanță corespunzătoare pentru liniile de conductori de cupru.

Interfața pentru semnale optice de 622 Mbiți/s pe SM1651 furnizează funcții similare, incluzând conectarea canalului de ordin superior pentru a configura containerele virtuale ale semnalelor unităților afluente în cadrul de 622 Mbiți/s, urmată de adaptarea de secțiune necesară pentru sincronizarea între containerul virtual VC-4 și cadrul de 622 Mbiți/s.

Alte funcții includ terminația informației suplimentare de secțiune și testarea integrității semnalului de intrare. Funcțiile finale sunt regenerarea terminării informației suplimentare de secțiune, testarea integrității semnalelor între regeneratoare, conversia semnalelor electrice/optice și detecția pierderilor (atenuării) semnalului de intrare.

3.3. Interfețe pentru unități afluente.

Numărul de plăci de interfață depinde de debitul de biți al semnalelor și protecția necesară. Opțiunile de protecție sunt 1+1 și n+1. Pentru multiplexorul 1651 SM există de asemenea o opțiune 1:1.

Interfața de 2 Mbiți/s adaptează semnalele 21x2 Mbiți/s în 21 containere virtuale VC-12 și viceversa. În cadrul termenilor de referință ai Recomandării ITU-T G.783, funcțiile includ configurarea canalului de ordin scăzut de 2 Mbiți/s într-un container virtual VC-12, și sincronizarea containerului virtual în unitatea afluentă TU-12 corespunzătoare, și sincronizarea containerului virtual în unitatea afluentă TU-12. Interfața furnizează de asemenea o funcție de terminație a canalului de ordin mai scăzut astfel încât informația suplimentară de canal VC-12 poate fi adăugată, extrasă sau citită. Funcția finală este conectarea canalului de ordin mai scăzut pentru configurarea unităților TU-12 în agregate.

La 34 Mbiți/s, interfețele furnizează funcții similare. Canalul de 34 Mbiți/s este adaptat la un container virtual VC-3 care este apoi sincronizat în unitatea TU-3 corespunzătoare. Funcția de terminație a canalului de ordin inferior este utilizată pentru a adăuga, extrage sau citi informația suplimentară de canal din containerul VC-3, iar funcția de conectare configurează unitățile TU-3 în agregate.

În plus, dacă semnalul de 34 Mbiți/s derivă din multiplexarea semnalului de 2 Mbiți/s, interfața specială de 1 x 34 Mbiți/s și 5 x 2 Mbiți/s poate fi folosită ppentru a reface același grad de flexibilitate adaptând semnalul de 34 Mbiți/s în 16 containeri virtuali și cinci alte semnale de 2 Mbiți/s în cinci containere VC-12 și viceversa. 21 semnale x 2 Mbiți/s sunt apoi procesate așa cum face interfața pentru semnale de 2 Mbiți/s descrisă anterior.

Interfața pentru semnale optice de 155 Mbiți/s furnizează funcțiile corespunzătoare de interfață pentru agregate. Același lucru se aplică pentru interfața pentru semnale electrice de același debit și placa dual-mod de 140-155 Mbiți/s.

Interfața pentru semnale electrice de 140 Mbiți/s configurează un semnal component de 140 Mbiți/s într-un container virtual VC-4. Funcțiile sunt aceleași cu acelea descrise pentru celelalte interfețe.

3.4. Matricea SM 1651

Matricea este disponibilă în două versiuni: VC-4 și totală. Matricea "VC-4" furnizează comutația pentru semnalele afluente de 140 sau 155 Mbiți/s și deci VC-4-b corespunzătoare. Matricea totală furnizează

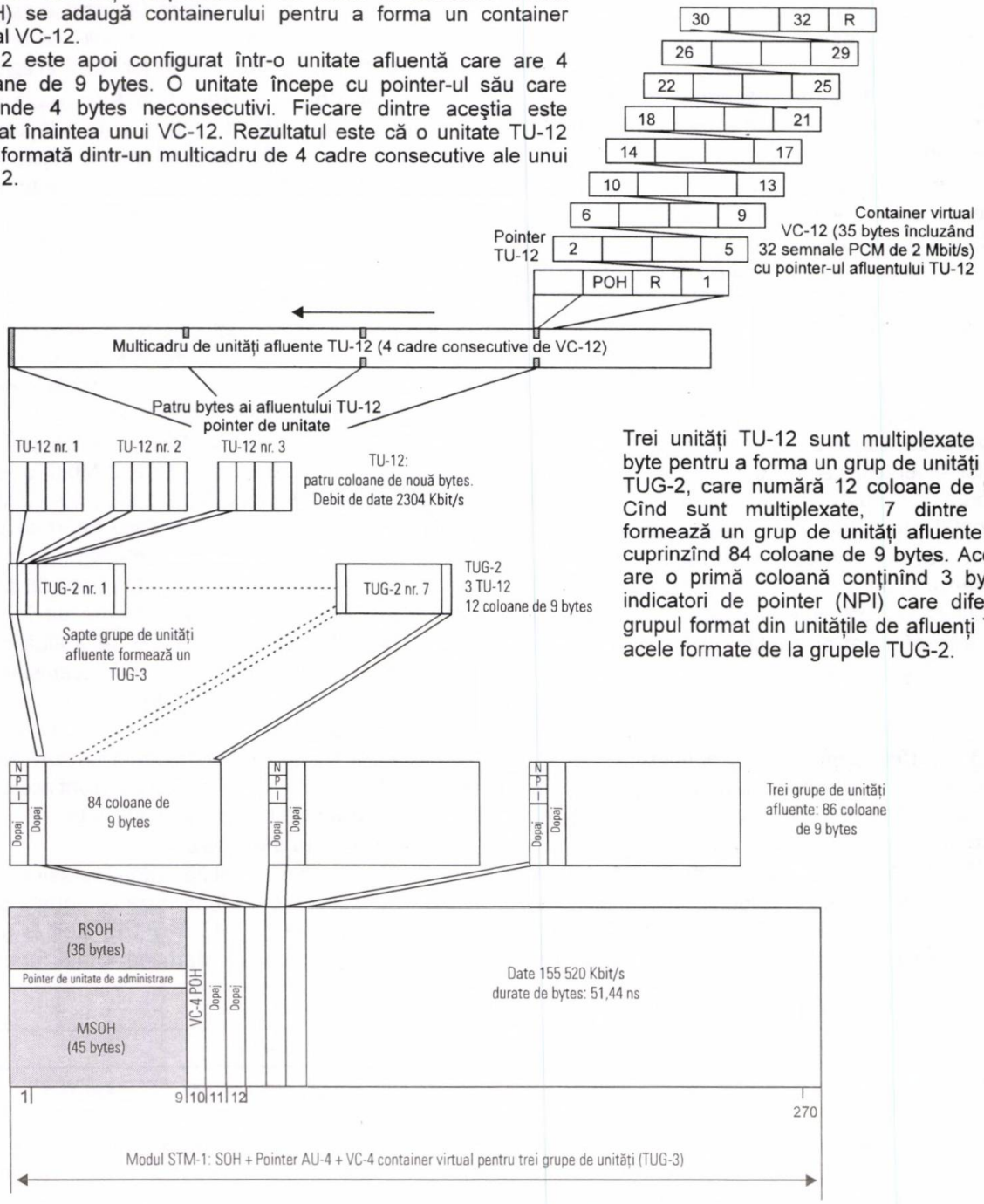
Capabilități de repartitoare - comutatoare și comutație						
MATRICE	Container virtual VC-4			Containeri virtuali VC-12 sau VC3 în 16 VC-4 selectați		
	Între agre-gate și afluenți	Între agregate	Între afluenți	Între agre-gate și afluenți	Între agregate	Între afluenți
VC-4	Da	Da	Nu	Nu	Nu	Nu
Total	Da	Da	Da	Da	Da	Da

Tabelul II : Depinzând de versiunea de matrice, SM 1651 poate repartiza - comuta containerele virtuale în afluenți sau agregate în moduri diferite.

Semnalele PCM plesiosincrone de 2 Mbit/s pot fi configurate în modulul STM-1 (155 Mbit/s) în diferite moduri. Figura arată metoda de multiplexare utilizată în multiplexoarele sincrone Alcatel SM 1641 şi SM 1651 pentru a construi un semnal STM-1 din 63x2 semnale plesiosincrone.

Un semnal de 2 Mbit/s este mai intîi configurat într-un container C-12 de 34 bytes, din care 2 bytes care nu sînt utilizaţi (R). Un byte de informaţie suplimentară de canal de container virtual (POH) se adaugă containerului pentru a forma un container virtual VC-12.

VC-12 este apoi configurat într-o unitate afluentă care are 4 coloane de 9 bytes. O unitate începe cu pointer-ul său care cuprinde 4 bytes neconsecutivi. Fiecare dintre aceştia este aşezat înaintea unui VC-12. Rezultatul este că o unitate TU-12 este formată dintr-un multicadru de 4 cadre consecutive ale unui VC-12.



Trei unităţi TU-12 sunt multiplexate byte cu byte pentru a forma un grup de unităţi afluente TUG-2, care numără 12 coloane de 9 bytes. Cînd sunt multiplexate, 7 dintre acestea formează un grup de unităţi afluente TUG-3, cuprinzînd 84 coloane de 9 bytes. Acest grup are o primă coloană conţinînd 3 bytes nuli indicatori de pointer (NPI) care diferenţiază grupul format din unităţile de afluenţi TU-3 de acele formate de la grupele TUG-2.

Trei grupe TUG-3 sunt multiplexate byte cu byte pentru a forma containerul C-4 la care se adaugă informaţia suplimentară de canal VC-4 şi bytes pentru dopaj (2x9). Întregul formează un VC-4. Informaţia suplimentară de secţiune (SOH) şi pointer-ul unităţii administrative (AU-4) se adaugă pentru a forma un modul STM-1 de 155 520 Kbit/s.

acces la toate VC-12 sau VC-3 al tuturor semnalelor, fie afluente fie agregate.

Tabelul II rezumă capabilitățile de comutare oferite de diferite versiuni.

4. Operarea multiplexoarelor

Sistemul de management de rețea 1320 NX al firmei Alcatel este utilizat pentru a administra alarmele, configurația echipamentului și performanța.

Acste funcții sunt realizate prin trei grupe de aplicații: alarme, stări și comenzi, configurație de echipament și monitorizarea performanței.

4.1. Alarme, stări și comenzi

Această aplicație poate fi utilizată pentru a realiza condițiile de alarmă și informațiile de stare pe ecranul terminalului de echipament, afișa și tipări înregistrările din registrul de evenimente și comenzile de intrare. Aplicația consultă în mod regulat multiplexorul care e monitorizat, care răspunde raportând prezența sau absența alarmelor și orice schimbare de stare și comenzii de serviciu primite de la terminalul de exploatare.

Informația de procesare a alarmelor este afișată pe trei nivele: pentru primul, ecranul arată trei blocuri funcțional: un sumar, descrierea logică și descrierea fizică. Al doilea nivel afișează diferitele plăci ale multiplexorului: interfețele afluenților, interfețele agregatelor, placa serviciului O/W și placa de ceas.

Al treilea nivel arată blocurile funcționale ale fiecărei plăci afișate la nivelul 2.

4.2. Configurația echipamentului

Această funcție este utilizată pentru a crea un fișier de configurație, a deschide sau edita un fișier existent, a încărca un fișier salvat anterior în multiplexor, a vizualiza configurația curentă, a verifica setările de configurație și a șterge fișierul de configurație dacă e necesar.

Operatorul poate selecta sursa de sincronizare a echipamentului și stabili ierarhia diferitelor surse .

Când multiplexorul este utilizat pentru a extrage și insera 63 căi x 2 Mbiți/s , căile sunt împărțite între trei plăci de unități afluente STM-1. Pentru funcția de distribuție, operatorul asignează numărul corespunzător de locuri (poziții) pentru agregate sau unități afluente de 2 Mbiți/s.

4.3. Monitorizarea performanței

Aplicația este utilizată pentru a înregistra, vizualiza și tipării informația de supervizione privind performanța multiplexorului. Echipamentul este consultat la intervale regulate pentru a obține informația de performanță. Informația poate fi afișată într-un format corespunzând Recomandărilor ITU-T G.784 și G.826.

5. Protecție și refacere

Multiplexoarele sincrone pot fi configurate cu redundanță parțială sau totală de transmisie pentru disponibilitate optimă. Protecția de echipament este totdeauna reversibilă în timp ce protecția de linie nu are nevoie să fie. Termenul "reversibil" înseamnă că dacă funcționarea este comutată pe resursele de rezervă ca răspuns la defectarea echipamentului în serviciu, funcționarea revine automat la echipamentul obișnuit când defecțiunea a fost ridicată.

Pe partea unității afluente, fiecare cale poate fi protejată. Pentru aceasta, utilizatorul potrivește modulele anfișabile la conectorii de pe panoul din partea de sus. Fiecare modul conține un selector desemnat să comute semnalul de intrare la plăcile afluente sau la placa de protecție a afluenților.

Acolo unde echipamentul are trei plăci de afluenți 21 x 2 Mbiți/s, decizia de a comuta pe placa de rezervă se aplică fiecărei plăci de afluent pe rând. În acest caz referirea la capabilitatea de refacere se face ca "3+1".

Pe SM1641, plăcile de interfață pentru agregatul STM-1 (optic sau electric) poate avea capabilitatea "1+1" de refacere.

Pe SM1651, toate plăcile pentru agregatul optic pot avea "1+1" sau "1:1" capabilitate de refacere.

Echipamentul conține două matrici redundante, de la care sunt simultan oferite semnale de ieșire către plăcile de protecție a agregatului și agregate.

Funcția de comutație este implementată în ASIC-uri pe plăcile de agregate. De asemenea, placa de ceas și convertorii de putere pot să fie protejați.

6. Managementul de rețea

O rețea de transmisie cuprinzând inele, legături punct-punct, bus-uri, multiplexoare sincrone cu extracție și inserție, etc. este administrată de sistemul de management Alcatel 1353NX prin interfața sa Q (vezi figura 5).

Într-un inel, informația de management a multiplexoarelor este transmisă în octeții D4 la D12 ai informației suplimentare de secțiune ai modulelor STM-1 (semnal de 155 Mbiți/s). Fiecare unitate poate fi administrată local de la un terminal 1320NX conectat la panoul de conectare (interfață F).

Unul din multiplexoarele din rețea comunică direct cu sistemul 1353NX prin interfața Q pe un LAN Ethernet sau prin rețeaua de date X25.

Multiplexoarele de pe inel încorporează software care poate citi informația primită în informația suplimentară de secțiune (SOH), poate sorta și extrage informația privind acel articol particular și

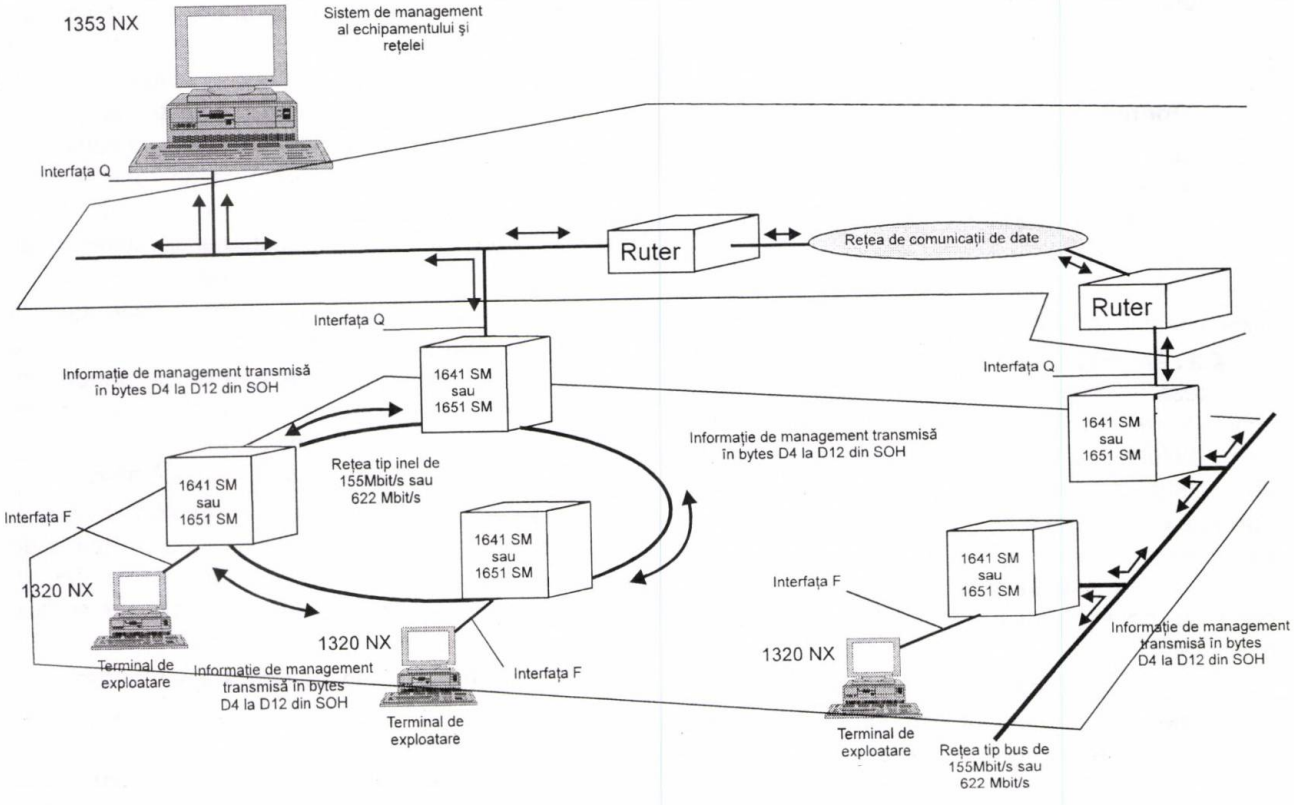


Fig. 5 - Aici, un inel și un bus de multiplexoare sincrone SM1641 și SM1651 sunt administrate de un sistem 1353 NX. Informația de management transmisă pe bus în bytes-ii suplimentari de secțiune (SOH) e comunicată la sistemul 1353NX pentru o rețea de date.

transmite informația pentru celelalte echipamente din inel prin agregate.

CONCLUZIE:

Multiplexoarele SM1641 și SM1651 ale firmei Alcatel, care se bazează pe software și hardware obișnuit, încorporează aceleași plăci de utilitate și pot fi echipate ca aceleași interfețe de afluenți. Rezultatul este flexibilitatea de utilizare, stocuri scăzute de plăcuțe pentru înlocuiri și management simplificat de rețea.

Cu ele, operatorii de rețea pot stabili o strategie pentru traficul în creștere. Un scenariu, cu o rețea de STM-1, ar putea fi creșterea capacității lui SM1641 prin înlocuirea plăcuțelor de agregate STM-1 cu plăcuțe de agregate STM-4. Un altul ar putea fi de a anticipa necesitatea viitoare pentru 622 Mbiți/s cu SM1651, dar inițial să-l configureze pentru 155 Mbiți/s și să opereze la 155 Mbiți/s.

Gama de multiplexoare sicrone ale firmei Alcatel include de asemenea un multiplexor sincron pentru debit ridicat de biți 2448 Mbiți/s - SM-C pentru aplicații de rețea cu STM-16 având configurații bus și inel.

BIBLIOGRAFIE

[1] J.M. CORNILLE, T. DO KHAC, J. LAILHEUGUE - Alcatel TMN : New network management system Commutation & Transmission "S" 1991, page 63

[2] M. DESECURES, G. BARS, A. CABET, B. MARC - The synchronous digital hierarchy: Concept and introduction in the network Commutation & Transmission n° 3 - 1990, page 43

[3] Characteristics of synchronous digital hierarchy (SDH) multiplexing equipment functional blocks CCITT Recommendation G.783

MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1983

Prezent în inima oraşelor şi a întreprinderilor
Alcatel transmite vocea, datele, imaginile...
Toate tipurile de comunicaţii...

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1983

ALCATEL

Alcatel Network Systems România - Str. Gh. Lazăr, 9 - 1900 Timişoara - România - Tel. (40 96) 19 15 15 - Fax. (40 96) 19 10 15

TELECOMUNICAȚII

E 6748

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXII
Nr. 3/1995
București • România

Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații
Universității Politehnica București
ROMTELECOM - Centrul de Instruire și Documentare

Sponsorul revistei este firma:

ALCATEL

ISSN 1223 - 6527

CONSILIUL DIRECTOR:

ing. Adrian TURICU
ing. Andrei CHIRICĂ,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian CONSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

NUMĂRUL 3 / 1995

CUPRINS

1. ***Octavian Catrina, Eugen Borcoci***
Transferul de date pe conexiunea transport în rețelele de mare viteză **3**

2. ***Ștefan Victor N. Nicolaescu, Teodor Mihai A. Petrescu***
Principii de atribuire a canalelor radio în rețelele celulare **10**

3. ***Iancu A. Ceapă***
Factorii care determină metoda de codare în transmisiunile digitale pe fibra optică **16**

4. ***Victor P. Greu***
Metode de sinteză și optimizare a unor semnale pentru accesul multiplu în sistemele cu spectru împrăștiat. Partea a II - a: algoritmi și aplicații **20**

5. ***Ion T. Marghescu, Dinu Costin Gh. Zamfirescu***
Demodulatoare MF în cuadratură: analiza distorsiunilor neliniare **24**

6. ***Octavian Fratu, Simona Halunga***
Moduri de implementare ale buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL) - partea a II - a **30**

7. ***Dănuț I. Marcu***
Asupra determinării unei drepte de regresie **37**

8. ***Alcatel CIT***
Optimizarea rețelelor SDH **41**

REVISTA TELECOMUNICAȚII

ÎN ATENȚIA AUTORILOR !

Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.

Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.

Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.

Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.

Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.

Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.

Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.

Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.

Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.

Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.

Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 410 54 00, int. 307, 442 sau 145.

Colegiul de redacție

CONTENTS

1. Octavian I. Catrina, Eugen I. Borcoci

Data Transfer Procedures for High Speed Transport Protocols

The analysis in this article compares classical solutions for flow and error control, opffered by ISO Transport Protocol (TP), with the solutions studied in the framework of the development of a transport protocol for high speed networks and multimedia applications, taking as an example the Xpress Transport Protocol (XTP).

2. Ştefan Victor N. Nicolaescu, Teodor Mihai A. Petrescu

Allocation Principles for Radio Channels in a Cellular Network

A mode for the determination of a cellular network is presented as a basis for base station sites on a teritory, in a communication network. The analysis ofinterferences and other conditions is performed to obtain a radio channels distribution in cells of a cellular network. A theoretical radio channels distribution network is determinet by this procedure. Such a network may represent a starting point for the real determination of the of base stations sites on a teritory.

3. Iancu A. Ceapă

Encoding Methods for Fiber Optic Digital Transmission and the Factors wich Determinent.

Here is the main factors encoding methods for fiber optic digital transmission is based on, taking into account the specific features of this environment and optic- electronic devices, which terminal and line equipment are consist of.

4. Victor P. Greu

Methods of Synthesis and Optimization of Signals for Multiple Access in Spread Spectrum Systems. Part II : Algorithms and Applications

The paper makes concret the research from the Part I (5) by presenting the algorithms elaborated by the author, which can be used to apply for the Gold or "quasi-prthogonal" codes original method. Finally, the results of the implemented applications (soft), are presented.

5. Ion T. Marghescu, Dinu Costin Gh. Zamfirescu

Quadrature FM Demodulator; a Nonlinear Distorsion Analysis

This paper presens an analusis of quadrature FM demodulator from the points of view of nonlinear distortion factor and of detection factor. It is pointed out that the performance of the demodulator depends on the operating regime of the product operator; for real operatore this regime is determined by the level of the processed signals. The optimum regime is outlined and for this one the performance of the quadrature demodulator is compared with the performance of other demodulator.

6. Octavian Fratu, Simona Halunga

Implementation Manners of the Delay - Locked Traking Loop (DLL) - Second Part

This paper presents the main configurations of the delay - locked loop (DLL) in the coherent and noncoherent manner. For each case, the rms tracking jitter and the squaring loss is determined. Finally, these two structures are compared having in view the resutls obtained in the presence of noise.

7. Dănuţ I. Marcu

On Finding a Regression Line

In this paper, we suggest a very simple method (with a computer program) for finding a regression line.

8. Alcatel C.I.T.

Optimizing SDH Networks

In close cooperation with its customers, Alcatel can help to optimize synchronous transmission networks. Using powerful tools, Alcatel can assist operators in designing the network architectures that meet their needs.

SOMAIRE

1. Octavian I. Catrina, Eugen I. Borcoci

Procédures pour le transfère des données dans le protocoles de transport pour les résaux à haut débit

L'analyse présentée dans cet article compare des solutions clasiques pour le controle du flux et des erreurs sur les connexions de transport, offertes par le protocole ISO Transport Protocol (TP), avec les solutions étudiées dans le cadre du développement d'un protocole de transport pour les réseaux à haut débit et pour les applications multimédia, en prenant pour exemple le protocole Xpress Transport Protocol (XTP).

2. Ştefan Victor N. Nicolaescu, Teodor Mihai A. Petrescu

Principles d'allocation pour les voles radio dans un réseau cellulaire

On décrit un mode pour la détermination d'un résau cellulaire comme point de départ pour les emplacements des stations de base dans un réseau de télécommunications. Pour obtenir la distribution des voles dans un réseau radio il est nécessaire d'analyser des interférences radio et d'autres conditions. Ce réseau peut etre un point de départ pour la détermination réelle des emplacements des stations de base dans territoire.

3. Iancu A. Ceapă

Facteur qui déterminent les méthodes de codage dans les transmissions numeriques sur les fibres optiques.

On présente les principaux facteur qui déterminent les méthodes de codage dans les transmissions numeriques sur les fibres optiques en tenant concepte des particularités specifiques de cet environment et aussi des ces dispositives optoélectroniques qui faut partie de la composition des equipements terminaux et components de ligne.

4. Victor P. Greu

Méthodes de synthèse et optimisation des signals pour l'accés commun dans les systemes a spectre dispersé. La 2- éme partie: Algoritms et applications

Le matériel concrètise les récherches de la première partie (5) par la presentations des algoritms elaborés par l'auteur qui sont utilisables pour l'application de la méthode Gold ou de celle originale des codes "quasi-orthogonales". Au fin sont présentes les resultats des applications (soft) realisées.

5. Ion T. Marghescu, Dinu Costin Gh. Zamfirescu

Démodulateur FM en quadrature; analyse des distorsions non - linéaires

Dans cet ouvrage les auteurs analysent le démodulateur en qudrature destiné aux sgnaux modulés en fréquence selon les points de vue des distorsions non - linéaire et de la pente de la démodulation. On met en evidence que la performance du démodulateur depend du régime de travail de l'operator de produit; dans le cas des démodulateurs réels ce régime est déterminé par les niveaux des signaux d'entrée. On précise le régime optime et dans ce cas on compare la pérformance du démodulateur en quadrature avec la performance des autres démodulateurs.

6. Octavian Fratu, Simona Halunga

Modes d'implementation de la boucle d'acrochage par retard - deuxième part

L'ouvrage analyse les principaux modes d'implémentation de la boucle d'accrochage par retard dans les versions cohérente et noncohérente. On détermine en chage situation la valeur de la scientillement d'accorchage et les partes dues à l'opération de puissance deux du signal. À la fin, les deux structures sont comparées du point de vue des résultats obtenus en présence du bruit.

7. Dănuţ I. Marcu

Sur la détermination d'une ligne de régression

Dams ce travail, nous proposons une méthode très simple (avec un programme - ordinateur) pour la détermination d'une ligne de régression.

8. Alcatel C.I.T.

L'optimisation des réseaux SDH

Alcatel propose en étroite collaboration avec ses clients, une assistance à l'optimisation de réseaux de transmission synchrone. Basée sur des outils puissants, cette assistance permet à Alcatel de proposer aux exploitants des architectures de réseaux répondent à leur besoin.

Transferul de date pe conexiunea transport în rețelele de mare viteză

Octavian I. Catrina, Eugen I. Borcoci *

Cuvinte cheie: rețele de telecomunicații, protocol de transport, rețele de mare viteză, conexiune transport.

Analiza din acest articol compară soluții clasice de control al transferului de date, ilustrate de protocolul ISO Transport Protocol (TP), cu soluțiile studiate în prezent în vederea conceperii unui protocol de nivel transport pentru rețele de mare viteză și pentru aplicații multimedia, exemplificate prin protocolul Xpress Transport Protocol (XTP).

1. INTRODUCERE

Evoluția caracteristicilor rețelelor și a cerințelor aplicațiilor impune reconsiderarea soluțiilor pe baza cărora au fost elaborate, în urmă cu peste un deceniu, protocoalele de nivel transport utilizate în prezent (CB95,1) (CB95,2). Exploatarea rețelelor a dovedit că entitățile transport, localizate în stațiile utilizatorilor, sunt singurele în măsură să ofere aplicațiilor parametrii de calitate solicitați. Argumente în acest sens sunt neuniformitatea serviciului oferit de tronsoanele de rețea traversate de conexiunile transport, datorită caracterului eterogen al rețelelor (publice și private) și multiplexarea mai multor conexiuni transport pe o conexiune rețea. În consecință, nivelul transport trebuie să controleze îndeplinirea cerințelor de fiabilitate a transferului și să participe la asigurarea parametrilor de trafic (întârzierea, fluctuația întârzierii, rata de transfer).

Standardul ISO actual, Transport Protocol (TP) (IS88), propune 5 clase de protocol de transport pentru comunicații cu conexiune. Clasele 0-3 (TP0-TP3) sunt utilizabile doar în situații particulare, deoarece presupun un serviciu rețea cu o fiabilitate satisfăcătoare, parțial sau total, și oferă o funcționalitate trunchiată. Clasa 4 (TP4) își asumă integral sarcina asigurării unui serviciu transport fiabil. Nici una dintre clase nu dispune de mecanisme pentru controlul parametrilor de trafic, esențial pentru aplicațiile multimedia (CB95,1).

În prezent, există preocupări intense legate de concepția unui serviciu și a unui protocol de transport adaptat rețelelor de mare viteză și aplicațiilor multimedia. Exemplul cel mai reprezentativ îl constituie Xpress Transport Protocol (XTP) (XF95), utilizat deja în numeroase proiecte (BM93) (WA94) și adoptat ca bază de studiu de către ISO (CM91).

În cele ce urmează sunt prezentate comparativ mecanismele utilizate de TP4 și XTP. Intervin câteva referiri la protocolul TCP (CD91), un standard internațional "de facto", pentru a ilustra aspecte nedefinite de standardul TP. Deși diferă în unele

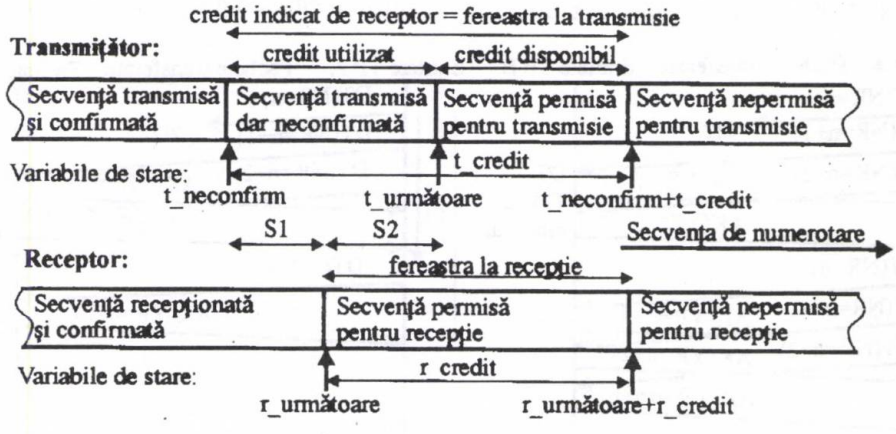


Fig. 2.1 - Gestiunea spațiului numerelor de secvență în cazul protocolului TP4.
Notații: S1 = date transmise și recepționate pentru care confirmările sunt în curs de transfer;
S2 = date transmise, încă nerecepționate

* Universitatea Politehnica București. Facultatea de Electronică și Telecomunicații

privinţe, TCP şi TP4 pronesc de la premise similare şi sunt aproximativ echivalente din punct de vedere funcţional.

2. TRANSFERUL DE DATE ÎN TP4

Vom urmări, pentru început, modul în care protocolul TP4 îndeplineşte setul de funcţii clasice care intervin în transferul datelor: structurarea fluxului de date, controlul erorilor şi controlul fluxului.

În TP4, fluxul de date primit de la utilizator constituie o succesiune de unităţi de date de serviciu (TSDU), cu dimensiuni arbitrare. Acest flux este transmis sub forma unei secvenţe de pachete de date, numite DT TPDU (DaTa). Lungimea pachetelor este limitată, prin procedura de segmentare, la o valoare negociată în faza de stabilire. Ultimul pachet de date în care a fost fragmentată o TSDU, conţine în antet bitul EOT=1, pentru a permite reasamblarea TSDU la recepţie.

Un segment de date este identificat printr-un număr de ordine (de secvenţă) înscris în câmpul TPDU-NR (7 sau 31 biţi) din antetul pachetului DT. Variabilele de control al secvenţei din fiecare entitate TP (figura 2.1) se iniţializează implicit cu 0, la stabilirea conexiunii. Numerotarea permite detectarea segmentelor de date pierdute, duplicate sau reordonate, în cadrul unor metode eficiente de transmisie, în care mai multe pachete DT se pot afla în curs de transfer între cele două entităţi.

Pentru a verifica integritatea pachetelor se foloseşte o sumă de verificare, de 16 biţi, plasată în antet, calculată pentru toţi octeţii din pachet. Aplicarea verificării se negociază în faza de stabilire a conexiunii. Un pachet detectat ca fiind alterat este eliminat şi recuperat ca un pachet pierdut.

Receptorul confirmă automat pachetele DT, individual sau în grup, prin pachete de confirmare pozitivă, numite AK TPDU (AcKnowledge). Se foloseşte metoda clasică de confirmare cumulativă: câmpul YR-TU-NR (YouR-TPDU-NumbeR), prezent doar în pachete AK, indică numărul de secvenţă al următorului pachet DT aşteptat de receptor şi confirmă toate pachetele DT cu numere precedente (figura 2.2). Nu există confirmări negative. Pachetele DT duplicate sunt eliminate, dar confirmate cu AK (deoarece pot fi datorate, de exemplu, unei retransmisii ca urmare a pierderii confirmării).

Durata de aşteptare a confirmării este cronometrată. La expirarea unei temporizări, entitatea transmiţătoare iniţiază o procedură de retransmisie, în principiu neselectivă (tehnica ARQ, Automatic Repeat Request). Fiecare pachet DT transmis trebuie memorat până la primirea confirmării. Standardul lasă în sarcina implementatorului alegerea strategiilor privind tratarea pachetelor DT care nu respectă secvenţa, temporizarea şi retransmisia. Două exemple sunt ilustrate în figura 2.2.

Controlul fluxului foloseşte o procedură cu fereastră, care operează independent asupra fiecărui flux simplex de date. Volumul de date pe care entitatea receptoare le poate accepta este indicat printr-un interval din secvenţa de numerotare, numit fereastră, care începe cu următorul număr aşteptat (figura 2.1). Limita inferioară a ferestrei avansează în secvenţa de numerotare pe măsură ce datele sunt recepţionate, iar cea superioară atunci când se eliberează tamponul de recepţie, prin livrarea datelor către utilizator. Lungimea intervalului (creditul) variază în funcţie de resursele de memorie de care dispune la un moment dat receptorul. Pe măsură ce datele sunt primite şi livrate, receptorul comunică transmiţătorului noua poziţie a ferestrei (reînnoieşte creditul). Transmiţătorul poate emite doar până la atingerea limitei superioare (epuizarea creditului).

Iniţializarea ferestrelor de transmisie din cele două entităţi TP este efectuată în cadrul procedurii de stabilire a conexiunii, prin valorile câmpului CDT (credit) din pachetele CR (Connection Request) TPDU, pentru entitatea apelată şi CC (Connection Confirm) TPDU, pentru entitatea apelată. Creditul este exprimat

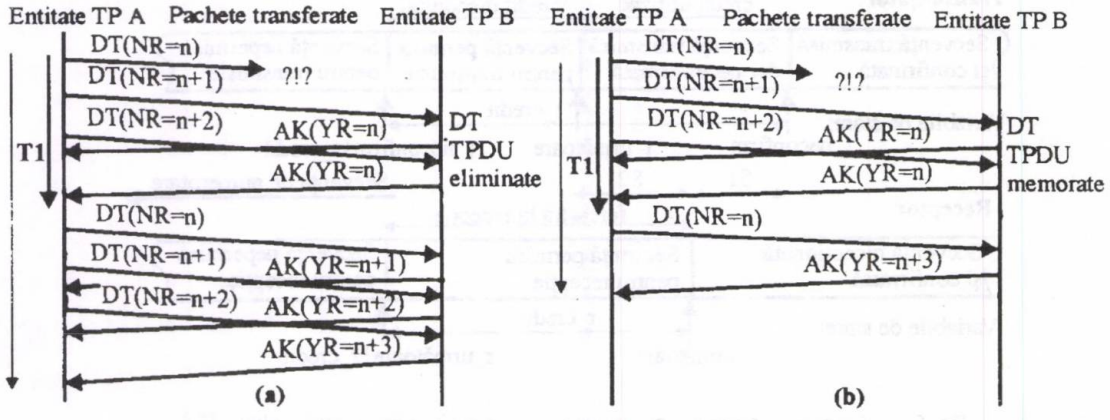


Fig. 2.2. - Variante de strategii pentru controlul erorilor în TP4
(a). Receptorul elimină datele primite în afara secvenţei, transmiţătorul repetă toate pachetele.
(b). Receptorul poate memora datele primite în afara secvenţei, transmiţătorul repetă câte un singur pachet.
Notaţii: NR=TPDU-NR, YR=YR-TPDU-NR.

ca număr de pachete DT, iar secvența de numerotare începe implicit cu 0. Prin urmare, inițial, limita inferioară a ferestrei este 0, iar cea superioară este egală cu CDT.

Receptorul indică noua poziție a ferestrei, prin limita inferioară și prin credit, în câmpurile YR-TU-NR, respectiv CDT (4 sau 16 biți) din pachetele AK (figura 2.3). Receptorul poate să mărească sau să reducă oricând creditul, pentru a-l adapta la resursele disponibile, și poate trimite oricând o confirmare AK, pentru a informa transmițătorul, chiar dacă nu are date de confirmat.

Transmițătorul emite pachete DT cu numere de secvență în limitele ferestrei curente. Dacă atinge limita superioară, întrerupe emisia până când primește credit suplimentar, printr-un pachet AK.

Sunt prevăzute mecanisme care asigură resincronizarea celor două entități și evită perturbarea transferului atunci când pachete AK sunt alterate, pierdute, duplicate sau reordonate de rețea.

Intervalul maxim de timp dintre două pachete AK trimise succesiv de receptor este limitat de un temporizator, notat W (Window timer). Temporizatorul este reinițializat după trimiterea fiecărui pachet AK. În lipsa unor pachete de date de confirmat, el expiră și determină trimiterea unui pachet AK. Astfel, se poate relua transferul de date, dacă s-a blocat în urma pierderii sau reordonării confirmărilor care refac creditul. În plus, se asigură menținerea unei conexiuni pe care transferul de date este întrerupt, evitând expirarea unui alt temporizator, care urmărește inactivitatea conexiunii.

Dacă receptorul primește un pachet DT cu numărul de secvență în afara limitelor ferestrei curente, îl elimină și răspunde cu un pachet AK, pentru resincronizarea ferestrelor. De asemenea, secvența de pachete AK este verificată, folosind o relație de ordine definită pe baza valorilor YR-TU-NR, CDT și a unui număr de sub-secvență (16 biți) adăugat opțional în pachetul AK.

La creșterea încărcării rețelei, durata de transfer se mărește, datorită acumulării pachetelor în nodurile de comutație, iar în regim de congestie, pachetele care depășesc capacitatea de stocare sunt eliminate. Procedurile ARQ retransmit automat datele la expirarea temporizării care limitează așteptarea confirmării. Dacă expirarea se datorează supraîncărcării rețelei, retransmisiile mențin sau agravează congestia. Din acest motiv, protocolul TCP adaptează volumul de date retransmis la starea curentă a rețelei, pe baza ipotezei că expirarea temporizării este un indiciu de congestie. Standardul TP lasă această problemă în sarcina implementatorilor, astfel încât vom prezenta pe scurt soluțiile utilizate de TCP (DC91). Acestea oferă ameliorări considerabile și pot fi adaptate pentru TP4.

Ajustarea dinamică a temporizării de retransmisie se face prin medierea eșantioanelor întârzierii dus-întors, folosind diverși algoritmi, pentru compensarea variațiilor mari ale întârzierii. Eșantioanele se obțin prin cronometrarea intervalului dintre momentul transmiterii unui segment de date și momentul primirii confirmării asociate (identificată, aproximativ, prin numărul de secvență).

Volumul de date care poate fi transmis de TCP este limitat la o fracțiune din fereastra indicată de receptor, numită fereastră de congestie, ajustată dinamic prin evaluarea comportării rețelei. Procedura de reducere multiplicativă asigură scăderea rapidă a debitului, la expirări succesive ale temporizării de retransmisie. Pentru fiecare expirare, fereastra de congestie se înjumătățește, iar temporizarea pentru pachetele neconfirmate se dublează. Dimensiunea ferestrei scade exponențial (cu un factor 2^{-n} după n expirări), până la o singură unitate. În final, la primirea unei confirmări, emisia se reia prin procedura start lent, moderată suplimentar de procedura de evitare a congestiei. Procedura start lent asigură o creștere treptată a debitului. La stabilirea conexiunii sau la recuperarea după o expirare de timp, dimensiunea ferestrei de congestie este egală cu o unitate. Ea este mărită succesiv cu câte o unitate pentru fiecare confirmare primită, până se atinge valoarea indicată de receptor sau intervine o expirare. Debitul mediu crește lent, dar fereastra de congestie se dublează

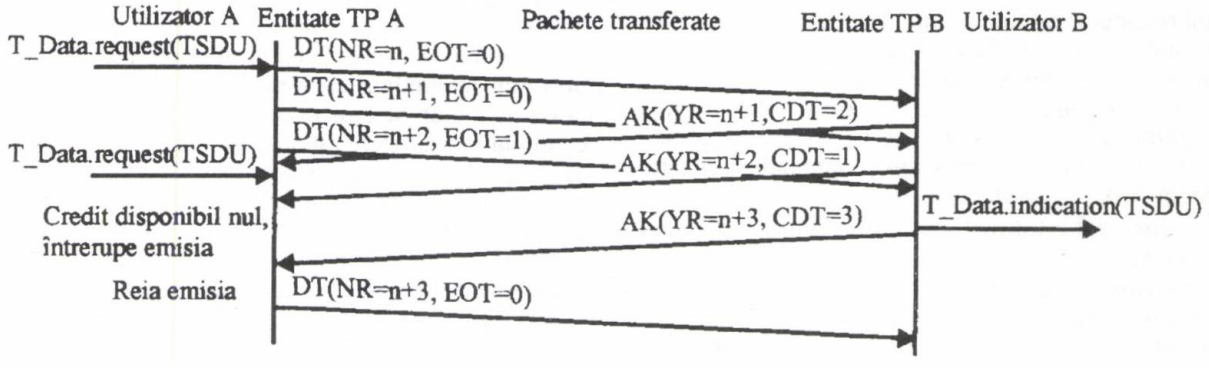


Fig. 2.3. - Exemplu de transfer de date în TP4.
Creditul este inițial de 3 unități și TSDU este fragmentată în 3 pachete.
Notații : NR=TPDU-NR, YR=YR-TPDU-NR.

când tot setul său de pachete este confirmat. Procedura de evitare a congestiei limitează această creştere rapidă la atingerea unui prag egal cu jumătate din valoarea anterioară incidentului. În continuare, dimensiunea ferestrei de congestie se incrementează cu o unitate doar atunci când tot setul său de pachete este confirmat.

3. TRANSFERUL DE DATE ÎN XTP

XTP este conceput pe principii substanţial diferite faţă de TP şi TCP. El constă dintr-un set 1 minim de mecanisme, care îndepliesc funcţii ortogonale una faţă de celelalte, şi pot fi combinate extrem de flexibil, pentru a permite tratarea eficientă a diverse tipuri de comunicaţie.

Toate pachetele XTP au acelaşi antet. Datele utilizatorilor pot fi plasate în pachetul de date, DATA, şi în pachetul cerere de stabilire a conexiunii, FIRST. Există trei variante de pachete de control, pentru transferul informaţiei de stare: pachetul CNTL constituie formatul minim, util pentru controlul fluxului, iar pachetele ECNTL şi TCNTL completează formatul minim cu informaţii de stare care intervin mult mai rar. ECNTL indică datele primite în afara secvenţei continue, pentru controlul erorilor. TCNTL include un segment cu mai multe formate, care poate specifica pentru fiecare flux parametrii de trafic şi, eventual, alţi parametrii de calitate.

Fluxul de date primit de utilizator este tratat ca secvenţă de octeţi, cu delimitatori între TSDU. Pentru fiecare octet se alocă o unitate în secvenţa de numerotare. Această soluţie consumă mai rapid domeniul de valori, dar permite un control mai exact şi mai flexibil al transferului, decât numerotarea la nivel de pachet. Bitul *eom* din antet marchează pachetul de date care încheie o TSDU, pentru a permite reconstituirea sa la recepţie. Poziţia curentă în flux este indicată de numere de secvenţă, înscrise în câmpul *seq* (64 biţi) din antet. Pentru a verifica integritatea pachetelor se utilizează o sumă de verificare pe 32 de biţi, plasată în antet.

XTP oferă posibilitatea selectării funcţiilor utilizate, separat pentru fiecare flux simplex, prin indicatori binari din antetul pachetelor transmise pe fluxul respectiv. Se înscrie *noflow* = 0 pentru a activa controlul fluxului şi *noflow* = 1 pentru comunicaţie fără control de flux, *noerr* = 0 pentru a activa controlul erorilor şi *noerr* = 1 pentru comunicaţie fără recuperarea erorilor. Suma de verificare se aplică întotdeauna informaţiei de stare şi opţional, dacă bitul *nocheck* = 0, segmentului de date.

Transferul confirmărilor este controlat în mod independent de funcţiile activate. Receptorul răspunde cu confirmări numai la cererea transmiţătorului. Principalul mecanism de confirmare foloseşte indicatorul binar *sreq* (status request) din antet. Printr-un pachet cu *sreq* =1, transmiţătorul comandă receptorului să răspundă imediat cu un pachet de control. Mecanismul este protejat de un temporizator, numit *Wtimer*, şi de o procedură specială de recuperare. Valoarea temporizării este ajustată dinamic pe baza unei estimări a întârzierii dus-întors a pachetelor în reţea.

Există mai multe mecanisme de confirmare auxiliare, fără temporizare, folosind alţi biţi din antet. Fiecare modificare a valorii bitului *edge* solicită un raport cu starea curentă. Printr-un pachet cu *dreq*=1, receptorul este solicitat să raporteze starea după livrarea către utilizator a datelor transmise curente. Prin fastnak=1, transmiţătorul comandă receptorului să opereze cu confirmări negative, adică să raporteze automat, prin pachete ECNTL, detectarea lipsei unui segment de date.

Mecanismul de sincronizare permite unei entităţi XTP să evalueze vechimea informaţiei de stare primită de la cealaltă entitate, pentru verificarea şi menţinerea sincronizării între capetele conexiunii. El oferă o soluţie mult mai versatilă şi mai elegantă decât procedurile greoaie la care recurge TP4. În plus, el poate oferi baza pentru estimări exacte ale întârzierii de transfer.

Mecanismul foloseşte câmpul *sync* (32 biţi) din antet şi câmpul *echo* (32 biţi) din pachetele de control. Câmpul *sync* conţine valoarea curentă a controlului de sincronizare al transmiţătorului, incrementat de fiecare dată când este transmis un pachet cu sreq=1. Câmpul *echo* întoarce cea mai mare valoare sync primită de receptor. Valorile *sync* şi *echo* formează şiruri nedescrescătoare, care permit urmărirea evoluţiei comunicaţiei. Şirul de valori *sync* împarte secvenţa de pachete transmise în domenii de sincronizare, alcătuite din pachete cu aceeaşi valoare *sync*. Valorile *echo* din pachetele de control permit asocierea fiecărui raport de stare cu un anumit domeniu de sincronizare.

Pe baza acestui mecanism este definită procedura de sincronizare, care asigură recuperarea după expirarea temporizatorului *Wtimer*. Procedura constă într-un dialog cu pachete de control, asociate prin compararea valorilor *sync/echo*, în urma căruia fiecare dintre entităţile XTP obţine informaţie actuală privind starea celeilalte. Tentativele de restabilire sunt limitate de expirarea unei temporizări (*Ctimeout*) sau de atingerea valorii limită de către un contor de încercări.

XTP asigură corectarea erorilor din fluxul de date printr-un mecanism care permite atât retransmisia selectivă, cât şi cea neselectivă. Vom analiza în continuare cazul general, în care entitatea receptoare dispune de un tampon de ordonare a pachetelor, ceea ce permite retransmisia selectivă. Tamponul conţine atât segmente de date care formează o secvenţă continuă, în aşteptarea livrării către utilizator, cât şi segmente izolate, în aşteptarea completării secvenţei.

Evidenţa situaţiei fluxului de date la recepţie foloseşte variabilele următoare (figura 3.1):

- *dseqv* (delivered sequence), reprezintă limita superioară a secvenţei de date

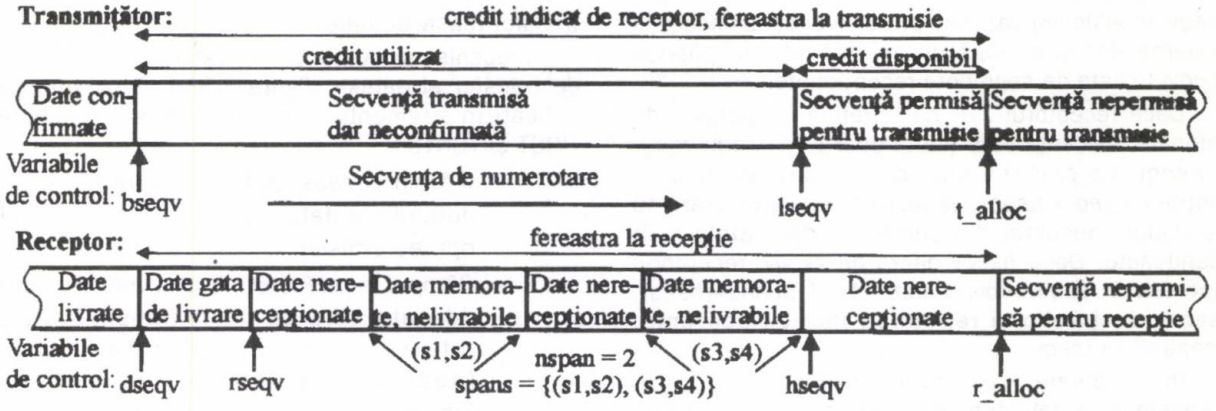


Figura 3.1. - Gestiunea spațiului numerelor de secvență în protocolul XTP

recepționate integral și livrate utilizatorului.

- *rseqv* (received sequence), este limita superioară a secvenței recepționate integral. Datele cuprinse între *dseqv* și rseqv urmează să fie livrate utilizatorului.
- *hseqv* (highest sequen), este limita superioară atinsă în fluxul de intrare. Dacă valoarea hseqv este diferită de *rseqv*, atunci între *rseqv* și *hseqv* există o zonă incompletă, cu intervale pentru care datele nu au fost recepționate. În acest caz, receptorul ține evidența numărului și limitelor intervalelor din flux pentru care s-au recepționat date.

Pentru transmițător, în figura 3.1 s-au indicat variabilele :

- *bseqv* (base sequence), care indică limita superioară a secvenței transmise și confirmate.
- *lseqv* (last sequence), care indică limita superioară a secvenței transmise.

Pe fiecare flux simplex, transmițătorul primește un raport al situației de la recepție alcătuit din următoarele informații (exemplu în figura 3.2) :

- În orice pachet de control, câmpul *rseq* are valoarea *rseqv* și confirmă recepția integrală a secvenței precedente (confirmare pozitivă cumulativă a datelor recepționate).
- În pachetele ECNTL, câmpul nspan indică numărul de intervale cu date din zona incompletă *rseqv - hseqv*, iar câmpul *nspan*, de lungime variabilă, conține lista limitelor acestor intervale (confirmare pozitivă a datelor recepționate peste limita secvenței integrale și implicit confirmare negativă pentru intervalele complementare).

Receptorul detectează lipsa unui segment din secvența de date la primirea unui pachet de date cu

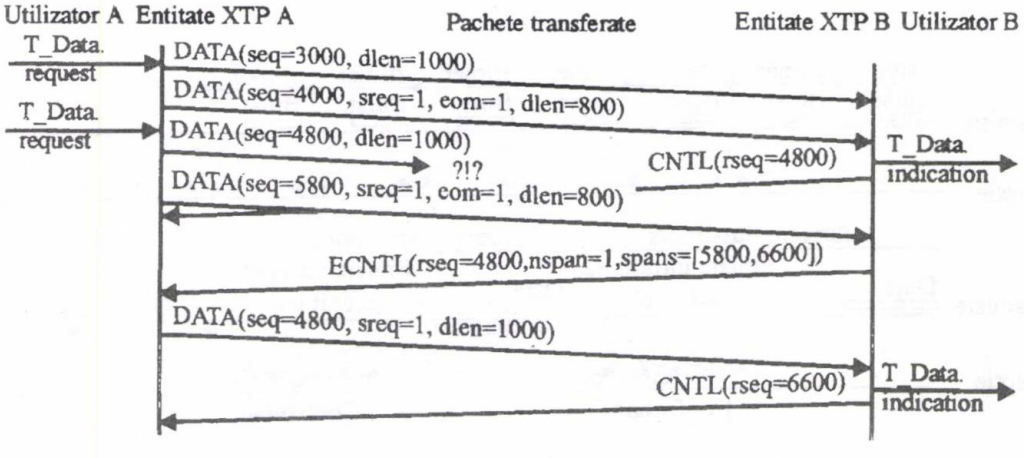


Figura 3.2. - Exemplu de transfer de date în XTP . TSDU au câte 1800 de octeți și sunt fragmentate în pachete DATA cu lungimea (*dlen*) de maximum 1000 de octeți

seq > *rseqv* sau a unui pachet de control cu *seq* > *hseqv*. În al doilea caz, receptorul avansează *hseqv* la valoarea *seq* şi adaugă un pseudo-interval (*hseqv, hseqv*) la lista de segmente recepţionate.

Dacă receptorul XTP nu întreţine un tampon de ordonare, evidenţa este ţinută doar prin *dseqv, rseqv* şi *hseqv*. La primirea unui pachet de date sau de control cu *seq* > *hseqv*, variabila *hseqv* avansează cu intervalul consumat din secvenţă, dar datele sunt abandonate. Dacă *hseqv* diferă de *rseqv*, receptorul raportează *rseq=rseqv*, *nspan*=1 şi *spans=(hseqv, hseqv)*, deci solicită repetarea întregii secvenţe, începând cu *rseqv*.

În concluzie, spre deosebire de TP şi TCP, retransmiterea datelor nu este supusă unui mecanism implicit de confirmare şi retransmitere controlat prin expirare de timp (ARQ). În XTP, confirmările sunt solicitate de transmiţător, iar datele care trebuie retransmise sunt indicate explicit de către receptor într-un pachet ECNTL. Opţional, în modul *fastnak*, detectarea unei zone incomplete este raportată automat de către receptor, prin trimiterea unui pachet ECNTL, pentru a grăbi recuperarea.

Controlul fluxului este asigurat în XTP de două mecanisme.

Prin controlul cu fereastră, receptorul limitează volumul de date în curs de transfer (figurile 3.1 şi 3.2). Receptorul indică în pachetele de control limita inferioară a ferestrei, prin câmpul *rseq* (64 biţi) şi limita superioară a frestrei, prin câmpul *alloc* (64 biţi). Emisia continuă până la (exclusiv) octetul cu numărul de secvenţă *alloc*. Sunt prevăzute două moduri de lucru, selectate de transmiţător prin bitul *res* din antet. Pentru *res*=0, valoarea *alloc* reflectă spaţiul de memorie disponibil în tamponul receptorului. Pentru *res*=1 (în regim de rezervare), valoarea *alloc* indică dimensiunea unui tampon furnizat de utilizator. În acest caz, la încheierea transferului unei TSDU, marcată printr-un pachet DATA (*eom*=1), transmiţătorul trebuie să aştepte alocarea unui nou credit. Regimul de rezervare evită depăşirea capacităţii de memorie a utilizatorului, în cazul unui transfer masiv de date.

Mecanismul de control al ratei determină ritmul de transfer al datelor (figura 3.3.a). Parametrii sunt indicaţi în segmentul de trafic inclus în pachetele FIRST şi TCNTL :

- Câmpul *rate* (octeţi/secundă) indică debitul de date. Valoarea *rate*=0 solicită oprirea emisiei.
- Câmpul *burst* (octeţi) indică volumul maxim de date care poate fi transmis într-un interval de timp cu durata *burst/rate* (secunde). Valoarea *burst*=0 indică inactivarea controlului ratei.

Rata de transfer este controlată pe fiecare flux de date simplex, independent, de câte un temporizator cu o durată notată *rtimer* şi de câte o variabilă credit. Temporizarea *rtimer* este calculată pe baza valorilor *rate* şi *burst* indicate în segmentul de trafic:

rtimer [sec] = *burst* [octeţi] / *rate* [octeţi/sec]

Variabila credit este iniţializată cu valoarea *burst* şi este pornit temporizatorul *rtimer*. Pentru fiecare pachet de date transmis, creditul este decrementat cu lungimea segmentului de date pe care îl conţine. Transmisia este întreruptă atunci când variabila credit devine nulă sau negativă. La expirarea duratei *rtimer*, temporizatorul este reiniţializat şi creditul este actualizat conform relaţiilor:

dacă *credit* >= 0

atunci *credit* = *burst*

altfel *credit* = *credit*+ *burst*

Astfel, rata de transmisie medie poate fi limitată la fracţiunea din debitul disponibil indicată de receptor, fără să fie necesar un dialog permanent cu receptorul. Pe de altă parte, controlul ratei permite entităţii XTP să respecte un eventual contract cu nivelul reţea, privind debitul solicitat, şi să menţină un transfer ritmic, adecvat mediilor continue (audio, video). În particular, controlul ratei substituie

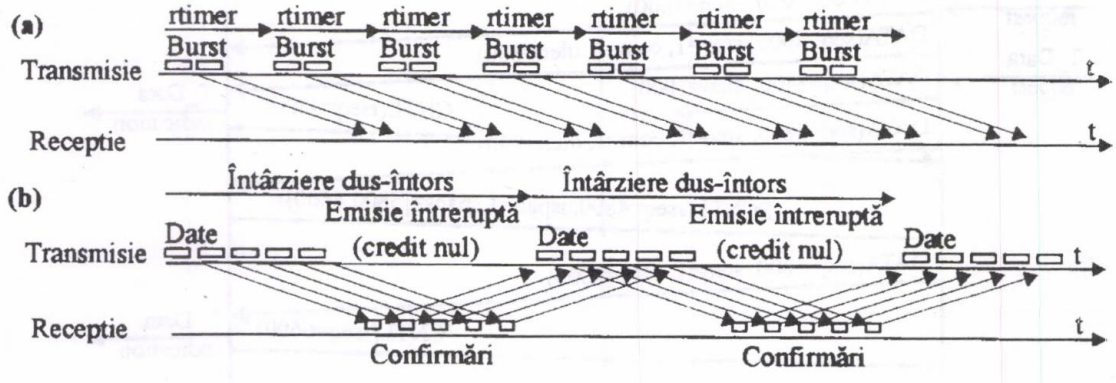


Figura 3.3. - Transfer de date pe o conexiune cu produs bandă x întârziere mare.
a) Folosind controlul ratei. b) Folosind controlul fluxului cu fereastră

procedura utilizată de TCP pentru evitarea intrării în congestie a rețelei.

4. CONCLUZII

Vom rezuma, în final, principalele inovații care intervin în concepția procedurilor pentru transferul de date pe conexiunea transport.

Aplicațiile distribuite și operarea cu medii continue, în paralel cu mediile discrete, solicită o mai mare flexibilitate din partea procedurilor. Clasele TP, definite relativ la serviciul rețea, nu oferă soluții satisfăcătoare. Flexibilitatea remarcabilă a protocolului XTP este datorată unui nou principiu de proiectare : organizarea ca set de mecanisme care îndeplinesc funcții ortogonale, a căror activare este selectabilă, conducând la configurații adaptabile contextului în care operează.

Procedurile de tip ARQ folosite de TP și TCP, oferă soluții rigide, în care controlul comunicației este dominat de receptor. Se transferă un număr de pachete de control nejustificat de mare și intervine o dependență extrem de critică a funcționării procedurilor de valoarea temporizării de retransmisie. Aceasta trebuie corelată cu întârzierea dus-întors prin rețea, care este dificil de evaluat, în general, datorită fluctuațiilor aleatoare importante. În soluția propusă de XTP, transmițătorul are un rol dominant în controlul procedurilor de transfer. El își crează o imagine a stării globale a comunicației, prin rapoarte de stare solicitate de la receptor. Astfel, se pot implementa strategii mai eficiente de control al transferului, optimizate pentru caracteristicile previzibile ale rețelelor: produs bandă de transmisie x întârziere de transfer ridicat și rate reduse de erori. În plus, pentru astfel de rețele, în condițiile operării cu volume importante de date în curs de transfer, retransmisia neselectivă devine neeficientă. Spre deosebire de protocoalele clasice, concepute în esență pentru retransmisie neselectivă, XTP oferă o soluție ideală : suportă atât retransmisia selectivă, cât și pe cea neselectivă.

În rețelele de mare viteză, produsul bandă x întârziere poate atinge valori considerabile (10^6 biți). Produsul indică volumul de date care s-ar putea transfera între două entități transport pe durata necesară realizării unui dialog între ele. Astfel de dialoguri sunt necesare în controlul fluxului cu fereastră și controlul erorilor, pentru a închide bucla de reacție prin care receptorul permite avansul transferului. Procedurile devin deci neeficiente, deoarece doar o fracțiune din banda de transmisie disponibilă poate fi utilizată efectiv, iar restul se pierde prin întârzierea necesară sincronizării celor două entități. Debitul de date este limitat nu numai prin receptor, ci și de aceste întârzieri (figura 3.3.b)

Extinderea ferestrei la dimensiuni comparabile cu produsul bandă x întârziere, pentru a asigura continuitate transferului, este o soluție valabilă doar pentru legături punct la punct. În general, conexiunea transport traversează mai multe rețele, cu caracteristici diferite, și este necesară o corelare a controlului fluxului capăt la capăt cu resursele rețelei, pentru a evita intrarea în congestie. TCP limitează preventiv emisia, prin algoritmi care recurg la o aproximare grosieră a stării rețelei și care penalizează rata de transfer. Noua soluție, controlul ratei, evită utilizarea intensă a reacției receptor-transmițător și permite un transfer ritmic, în cuante de dimensiune redusă, la o rată medie convenită cu rețeaua și cu receptorul. Creditul este reînnoit automat pe baza unei temporizări și valoarea sa poate fi corelată cu resursele de stocare ale nodurilor de comutație ale receptorului.

În plus, controlul ratei și mecanismul de sincronizare oferă soluții atât pentru asigurarea și monitorizarea cerințelor de sincronizare individuală a fluxurilor izocrone (audio, video), cât și pentru respectarea debitului negociat cu furnizorul de serviciu rețea.

GLOSAR DE NOTAȚII:

TPDU = Transport Protocol Data Unit, unitate de date a protocolului de transport, transferată între entitățile de protocol, conținând informație de stare și, eventual, date ale utilizatorilor.

TSDU = Transport Service Data Unit, unitate de date a serviciului transport, vehiculată la interfața dintre nivelul transport și utilizatorul serviciului, conținând date ale utilizatorului.

ARQ = Automatic Repeat Request, tehnică de transmisie bazată pe repetarea automată a datelor neconfirmate, la expirarea unei temporizări, în așteptarea confirmării.

BIBLIOGRAFIE

[BM93] The BERKOM-II MultiMedia Transport System (MMT), version 3.0. Editori: L.Delgrossi, J.Sandovss, IBM ENC Heidelberg, august 1993.

[CB95,1] O.Catrina, E.Borcoci, Probleme actuale în proiectarea protocoalelor de transport. Nivelul transport în contextul rețelelor de mare viteză și al aplicațiilor multimedia. Revista de Telecomunicații, nr. 1, București, 1995.

[CB95,2] O.Catrina, E.Borcoci, Controlul conexiunilor transport în rețele de mare viteză. Revista de Telecomunicații, nr. 2, București, 1995.

[CD91] Internetworking with TCP/IP (vol. I+II). D.Comer, Prentice-Hall, 1991.

[CM91] High Speed Transport Protocol [HSTP] specification. Contribution to ISO-IEC JTC1 SC6-WG4 on the High Speed Transport Protocol. M. Cohn, sept. 1991.

[IS88] International Organization for Standardization. Information Processing Systems. Open Systems Interconection. Transport Protocol Specification, ISO IS 8073, 1998.

[WA94] A.Weaver, The Xpress Transfer Protocol, Computer Communications, volume 17, no. 1, 1994.

[XF95] Xpress Transport Protocol Specification, revision 4.0, XTP Forum, Santa Barbara, Ca, USA, martie 1995.

Principii de atribuire a canalelor radio în reţelele celulare

*Dr. ing. Ştefan - Victor N. Nicolaescu, **

*Conf. dr. ing. Teoedor Mihai A. Petrescu***

Cuvinte cheie: radiocomunicaţii, sistem celular, distribuţie de canale radio.

Se prezintă un mod de determinare a reţelei celulare, ca element de pornire pentru realizarea amplasării staţiilor de bază într-o reţea de radiocomunicaţii, pe un teritoriu dat. Se analizează condiţiile de compatibilitate şi de altă natură care se iau în considerare la distribuirea canalelor radio în celulele reţelei. Se determină pe această cale o reţea teoretică de distribuţie a canalelor radio, care reprezintă punctul de plecare în amplasarea concretă a staţiilor de bază ale reţelei pe teritoriul considerat.

1. INTRODUCERE

În ultimii 10-15 ani, a avut loc o dezvoltare deosebit de rapidă a unor sisteme de radiocomunicaţii ca:

- sisteme de radiotelefonie mobilă [1], [2] ;
- sisteme de radioapel (radiopaging) [3], bazate pe conceptul de utilizare repetată şi sistematică a spectrului de frecvenţe disponibil pentru serviciu pe un teritoriu dat. În acest mod se obţine o utilizare eficientă a benzii de frecvenţe alocate. În acest scop este necesar să se rezolve două probleme:
  - stabilirea unui model geometric repetitiv care să fie capabil să acopere o suprafaţă dată;
  - determinarea modului de grupare a canalelor radio şi de distribuire a acestora conform cu modelul geometric stabilit.

2. FORMULAREA PROBLEMEI DE DISTRIBUŢIE A FRECVENŢELOR

Se consideră că există un teritoriu pe care se stabilesc n amplasamente şi în fiecare amplasament se situează un echipament radio care utilizează unul sau mai multe canale radio pentru radiodifuzarea acestora (formulările sunt echivalente din punct de vedere formal dacă în loc de canalele radio pentru fiecare amplasament se utilizează frecvenţele din canalele radio repartizate). Se defineşte ca "celulă" teritoriul acoperit din punct de vedere radio de către echipamentul situat într-un amplasament.

Fie definite următoarele elemente:

- un set finit de celule $X (x_1,...,x_n) = X (x_i)$;
- un vector de cerinţe M (m_i) care reprezintă numărul de canale (frecvenţe) alocate pentru fiecare celulă a sistemului;
- o matrice pătrată de compatibilităţi $C = (c_{ij})$ de dimensiuni n x n, cu elemente c_{ij} nenegative şi cu $c_{ii} > 0$ pentru orice i,j cuprinse între 1 şi n;
- o matrice F (F_{ik}) corespunzătoare canalelor (frecvenţelor) alocate celulelor. F_{ik} reprezintă canalele (frecvenţele) alocate celulei i (cu i cuprins între 1 şi n) având m_i valori distincte strict pozitive (pentru k cuprins între 1 şi m_i);
- o matrice Q = (Q_i) corespunzătoare canalelor (frecvenţelor) preasignate ;
- o matrice R = (R_i) corespunzătoare canalelor (frecvenţelor) blocate pentru sistem (din diverse motive).

Definirea matricelor Q şi R este similară definirii matricei F. În particular matricele Q sau/şi R pot lipsi, având toate componentele nule.

În acest mod, fiecărei celule i se atribuie componentele F_{ik}, care corespund unui număr finit, m_i de canale (frecvenţe) - în particular 0 canale atunci când nu este posibilă o alocare pentru amplasamentul respectiv.

Matricea de compatibilităţi C descrie relaţiile de compatibilitate care se stabilesc între canalele (frecvenţele) utilizate. Dacă $c_{ij} = 0$ între canalele (frecvenţele) utilizate în celulele i respectiv j nu există nici o restricţie. Dacă $C_{ij} = \alpha$, semnifivaţia este că în celulele i şi j nu se pot utiliza canale (frecvenţe) la o distanţă în spectru mai mică decât α . În cazul particular i = j, se stabileşte ecartul dintre canalele

*Centrul Naţional de Studii şi Cercetări pentru Comunicaţii
**Universitatea "Politehnica" din Bucureşti

(frecvenţele) care pot fi utilizate în acelaşi amplasament.

Un grup de 5 elemente P = (X, M, C, Q, R) reprezintă o problemă de atribuire de canale (frecvenţe) [4] dacă se solicită determinarea matricei F care satisface problema.

O problemă P este "consistentă", deci este corect formulată şi poate admite o soluţie, dacă sunt îndeplinite condiţiile :

a) $/ Q_i / \leq m_i$ pentru orice i ;

b) $| q - q' | \geq c_{ij}$ pentru orice i, j, cu $q \in Q_i$ şi $q' \in Q_j$;

c) $Q_i \cap R = \Phi$ pentru orice i. (1)

În condiţiile (1) Q_i reprezintă mulţimea elementelor strict pozitive ale liniei i din matricea Q, iar $/ Q_i /$ este numărul elementelor mulţimii Q_i. Pentru simplificarea notaţiilor, în (1) prin q s-a notat Q_{ik}, adică elementul k al liniei i, iar prin q' s-a notat Q_{jk}. Condiţii similare cu cele de la punctele a şi b din relaţia (1) sunt impuse şi pentru matricea F.

Fie P o problemă de atribuire de frecvenţe şi F o matrice de frecvenţe atribuite pe X. F reprezintă o soluţie posibilă pentru problema P, deci se va obţine o asignare de frecvenţe, dacă sunt îndeplinite condiţiile suplimentare:

a) $/ F_i / = m_i$, pentru orice i ;

b) $| f - f' | \geq c_{ij}$, pentru toate i, j; cu $f \in F_i$ şi $f' \in F_j$;

c) $Q_i \subseteq F_i$, pentru orice i ;

d) $R_i \cap F_i = \Phi$, pentru orice i . (2)

În [4] sunt prezentate o serie de leme care determină relaţii ce se stabilesc între elementele unei probleme de atribuire de frecvenţă.

În cele ce urmează se vor determina elementele unei probleme de tip P pentru reţele de radiotelefonie celulară.

3. REALIZAREA REŢELEI DE ACOPERIRE A UNUI TERITORIU

Utilizând principiul de repetare a folosirii canalelor radio pe un teritoriu dat, se poate determina o zonă în care nici unul dintre canalele radio utilizate nu se repetă. O astfel de zonă se denumeşte "zonă de repetiţie". Un teritoriu poate fi acoperit de mai multe astfel de zone de repetiţie. În acest mod problema de tip P se va rezolva pentru o zonă de repetiţie şi un prim obiectiv în acest sens este determinarea dimensiunii vectorului X deci a numărului de suprafeţe elementare (celule) cuprinse într-o zonă de repetiţie.

În analiza modului de utilizare a canalelor radio pe un teritoriu dat se are în vedere, într-o primă etapă, realizarea unei reţele teoretice de acoperire a zonei de interes. În acest scop se fac o serie de ipoteze simplificatoare:

- suprafaţa analizată este considerată plană, fără forme de relief, construcţii, vegetaţie etc;
- suprafaţa analizată va fi acoperită în întregime, fără suprapuneri minime ale suprafeţelor elementare (celule);
- suprafeţele elementare utilizate sunt de acelaşi tip şi au dimensiuni identice;
- caracteristica de radiaţie în plan orizontal a echipamentului radio este omnidirecţională, deci de forma unui cerc în jurul echipamentului; puterea aparent radiată de fiecare echipament este o constantă a reţelei analizate.

Deoarece diagrama puterii radiate în jurul unui amplasament de emisie este un cerc, celulele radio vor putea fi aproximate prin poligoane regulate inscriptibile în cerc şi anume: triunghi echilateral, pătrat, hexagon. Dacă raza cercului circumscris este R, atunci ariile cuprinse de fiecare din cele trei poligoane, respectiv de cerc, sunt:

	Triunghi echilateral	Patrat	Hexagon	Cerc
Aria	$\frac{3 r^2 \sqrt{3}}{4} \approx 1{,}3\ R^2$	$2 R^2$	$\frac{3 r^2 \sqrt{3}}{2} \approx 2{,}6\ R^2$	πR^2

Deci cea mai bună acoperire a unei suprafeţe cu poligoane regulate, fără zone suprapuse, este realizază cu hexagoane. Aceasta justifică alegerea hexagonului ca suprafaţă elementară pentru realizarea reţelelor celulare.

Suprafaţa pe care se introduce serviciul de radiocomunicaţii se acoperă cu celule hexagonale (fig. 1), cu respectarea ipotezelor simplificatoare enunţate anterior. Sistemului de celule hexagonale (celule elementare) i se ataşează un sistem de coordonate carteziene, cu originea coordonatelor în centrul unui hexagon al reţelei.

Conform principiului repetiţiei canalelor radio, grupul de canale radio utilizat în celula A va fi refolosit în celulele $A_1,\ldots,A_6$. Distanţa d dintre centrele a două celule ce utilizează acelaşi grup de canale va fi:

$$d^2 = (AA1)^2 = (mh1)^2 + (nh2)^2 , \quad (3)$$

unde:

$$h_1 = R\frac{\sqrt{3}}{2} \text{ şi } h_2 = \frac{3R}{2},$$

cu m şi cu n întregi iar h_1 şi h_2 sunt exprimate în funcţie de raza cercului circumscris celulei hexagonale.

Se impune condiţia ca centrele celor mai apropiate celuel de A care folosesc acelaşi grup de canale şi anume $A_1,\ldots,A_6$ să formexe un hexagon care să conţină în interiorul său o suprafaţă multiplu întreg al suprafeţei celulei elementare [5]. În conformitate cu condiţia impusă:

$$S_{A_1 \ldots A_6} = \frac{3\sqrt{3}}{2} d^2 = N_t \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 , \quad (4)$$

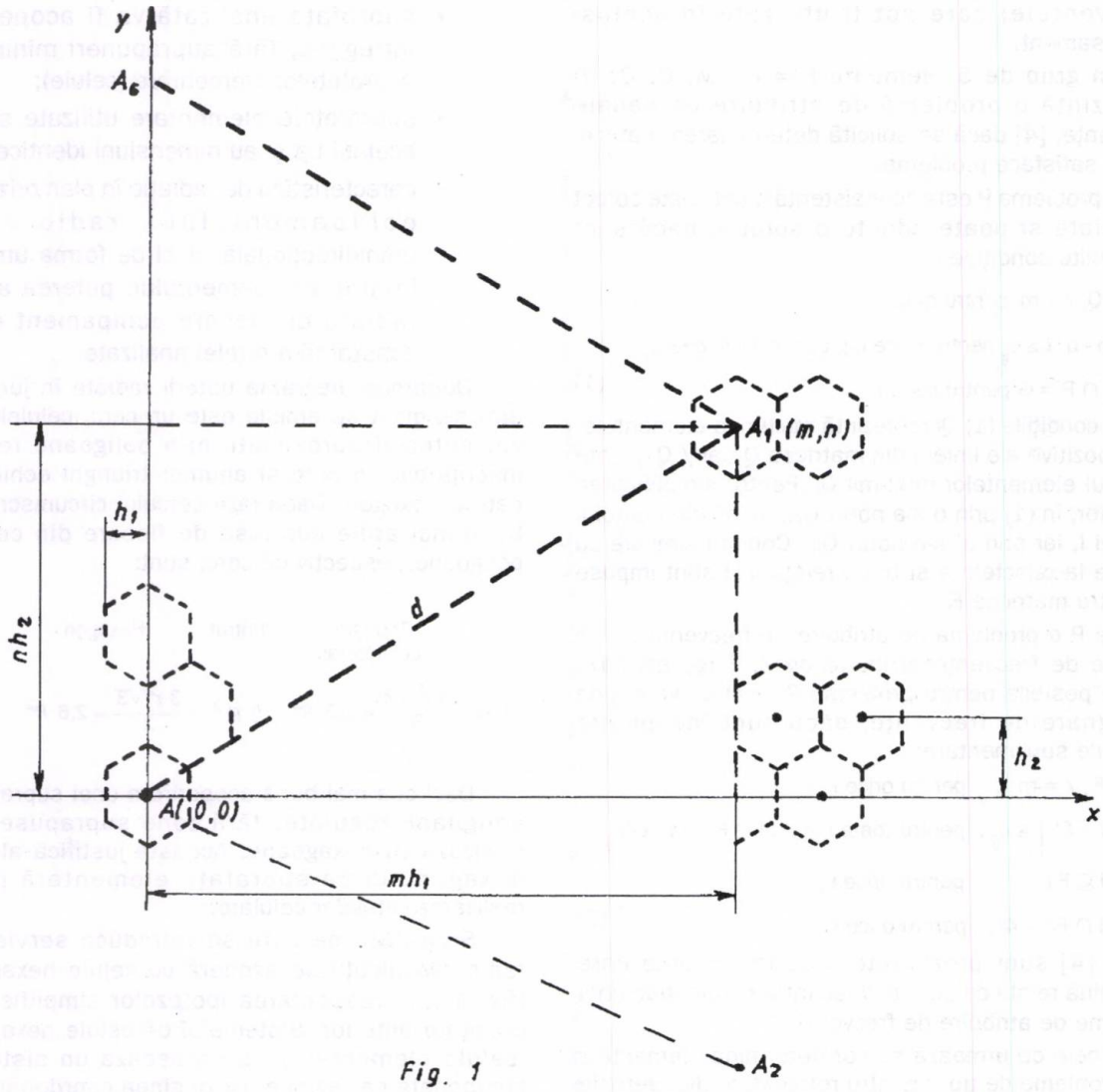


Fig. 1

Fig. 1 - Acoperirea unui teritoriu cu celule elementare hexagonale

unde prin N_t s-a notat numărul de celule hexagonale elementare conţinute de suprafaţa $A_1,...,A6$. Înlocuind d prin relaţia (3), după efectuarea unor operaţii simple, rezultă:

$$N_t = \frac{3(m^2 + 3n^2)}{4} = 3N, \quad (5)$$

expresie care trebuie să reprezinte un număr întreg, strict pozitiv, unde

$$N = \frac{m^2 + 3n^2}{4}. \quad (5')$$

Membrul al doilea al relaţiei (5) respectiv (5') poate să fie întreg doar dacă m şi n sunt fie simultan numere întregi pozitive pare, fie numere întregi pozitive impare. Deci:

$$m + n = 2q \quad (6)$$

cu m, n, q întregi, pozitivi. În acest caz N devine:

$$N = q^2 - nq + n^2 = 3q^2 - 3qm + m^2 \quad (7)$$

Atribuind valori întregi, pozitive, pentru m, n, q, rezultă că N poate lua valori ca:

N = 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16, 19, ...

adică numărul N_t de celule elementare conţinute în hexagonul $A_1,.....,A_6$ nu este arbitrar ci la valori bine determinate.

În funcţie de m şi n se pot determina coordonatele vârfurilor hexagonului $A_1,.....A_6$.

Vârful	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6
coordonata x	m	m	0	- m	- m	0
coordonata y	n	- n	- 2n	- n	n	2n

Dacă suprafaţa va fi acoperită cu o reţea de hexagoane tangente între ele, care au ca centre punctele $A, A_1,.....,A_6$ etc., suprafaţa fiecărui asemenea hexagon va fi $S_{A1,.....A6}/3$, deci numărul de hexagoane elementare conţinute de fiecare dintre

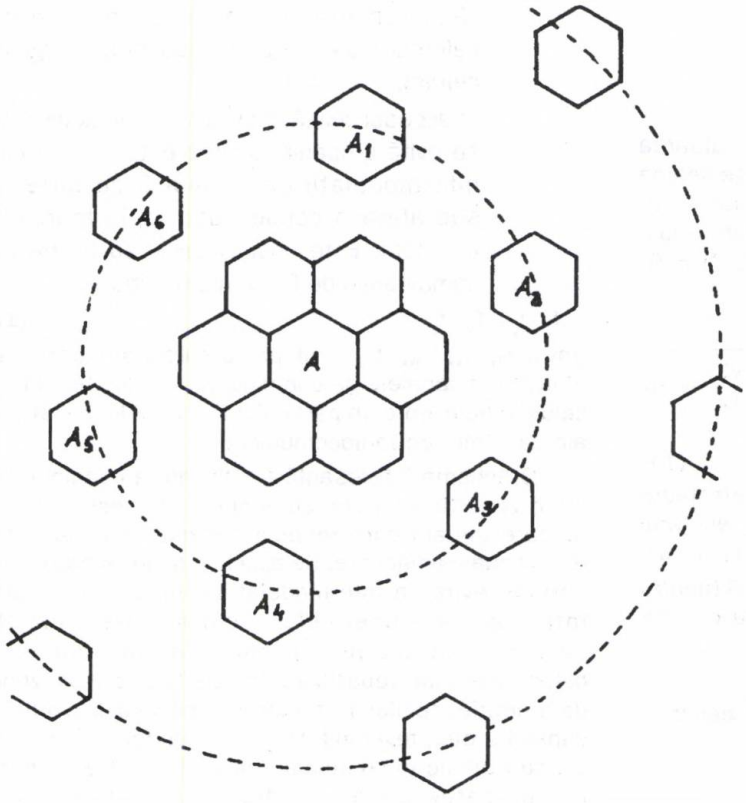


Figura 2 - Schema de utilizare repetată a canalelor radio într-o reţea celulară. Canalele utilizate în celula A sunt reutilizate în celulele $A_1,.....,A_6$

acestea va fi N. Fie un asemenea hexagon, de exemplu cel centrat în A, notat cu $A_q,....,A_f$.

În fiecare celulă elementară se poate utiliza pentru radiocomunicaţii un canal sau un grup de canale radio. Spectrul de frecvenţă atribuit serviciului se împarte în canale de radiocomunicaţii şi se repartizează în aşa fel încât pentru fiecare celulă hexagonală elementară din interiorul hexagonului $A_a,.....,A_f$ să fie utilizate canale radio diferite de cele din celelalte celule ale hexagonului $A_a,.....,A_f$ care astfel formează o zonă de repetiţie.

Prin acest mod de soluţionare a problemei, reţelele de radiocomunicaţii se pot construi în straturi suprapuse astfel încât zona de repetiţie $A_a,....,A_f$ să devină hexagon elementar pentru o reţea suprapusă etc.

Determinarea numărului de celule care fornează o zonă de repetiţie este funcţie de mai mulţi factori care au ca scop două obiective principale:

- utilizarea cât mai completă a canalelor radio (spectrului de frecvenţă) disponibile;
- minimizarea perturbaţiilor reciproce realizate în reţea:
  - în cadrul aceleiaşi celule, dacă într-o celulă se utilizează mai multe canale;
  - între diferitele celule ale unei zone de repetiţie.

În banda de frecvenţe alocată unui serviciu de radiocomunicaţii există, din punctul de vedere al utilizării, trei tipuri de canale de radiofrecvenţă:

- canale RF utilizabile în scopul propus;
- canale RF rezervate din diverse considerente (canale preasignate) pentru serviciul de radiocomunicaţii considerat (cuprinse de matricea Q);
- canale interzise serviciului de radiocomunicaţii considerat (cuprinse de matricea R).

4. DETERMINAREA NUMĂRULUI DE CELULE DINTR - O ZONĂ DE REPETIŢIE

Pentru rezolvarea unei probleme de tip P într-o zonă de repetiţie este necesar să se deducă în primul rând dimensiunea vectorului X, cu alte cuvinte să se determine numărul de celule hexagonale elementare care formează o zonă de repetiţie.

Se consideră o reţea celulară în care canalele radio utilizate în celula A se regăsesc în celulele $A_1,.....,A_6$ ale reţelei (fig. 1).

Pentru simplificare se presupune că nu există nici canale rezervate, nici canale interzise; matricile R şi Q ale problemei P au toate componentele nule.

Numărul de celule care formează o zonă de repetiţie este determinat de către perturbaţiile admise pe acelaşi canal [6]. Dacă se notează cu K_1, K_2,..... numărul de canale care produc perturbaţii pe acelaşi canal (perturbaţii co - canal) situate respectiv pe cercurile 1,2,..... (fig. 2), în condiţiile ipotezelor simplificatoare formulate în paragraful 3, raportul semnal/perturbaţie co - canal ser poate exprima ca:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{k=1}^{K_1} I_k + \sum_{k=1}^{K_2} I_k + \dots} \qquad (8)$$

Dacă se consideră ca importante doar perturbaţiile produse de pe primul "cerc" de perturbatori, restul perturbatorilor fiind suficient de depărtaţi pentru a fi consideraţi neglijabili iar $K_1 = 6$, atunci (8) devine:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{k=1}^{6} I_k} \qquad (9)$$

Reprezentând curba puterii recepţionate în funcţie de distanţa d [8], relaţia (9) devine:

$$\frac{S}{I} = \frac{r^{-\gamma}}{\frac{K_1}{\sum_{k=1} d_k^{-\gamma}}} \Rightarrow \frac{S}{I} = \frac{r^{-\gamma}}{6\,d^{-\gamma}} \qquad (10)$$

La marginea unei celule elementare, valoarea obţinută de relaţia (10) se modifică, ţinându-se seama că distanţele la perturbatorii co - canal nu mai sunt egale. Astfel, pentru cazul în care numărul N de celule elementare al unei zone de repetiţie este N = 9, raportul S/I va fi dat de relaţia:

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{(D-\frac{R\sqrt{3}}{2})^{-\gamma} + (D+\frac{R\sqrt{3}}{2})^{-\gamma} + (D+\frac{R\sqrt{3}}{4})^{-\gamma} + (D-\frac{R\sqrt{3}}{4})^{-\gamma} + 2D^{-\gamma}} \qquad (11)$$

Raportul S/I este determinat prin teste efectuate atât pe subiecţi umani cât şi prin măsurători. Numărul de celule admise pentru un sistem de radiocomunicaţii este, în condiţia în care $\gamma = 4$ (pentru banda de frecvenţe 800 - 900 MHz) pentru diverse sisteme de radiocomunicaţii modile celulare:

Sistem radiocomunicaţii mobile celulare	Raport S/i (dB)	Nr. celule
NMT 900	18	9
GSM	13	7*
ERMES**	10	3

Schema cu 9 celule într-o zonă de repetiţie are avantajul unei treceri comode de la utilizarea antenelor omnidirecţionale la antene direcţionale (cu lărgimi uzuale ale lobului principal de radiaţie de 60° sau de 120°) la staţia de bază, fără operaţii suplimentare de rotire formală a axelor de coordonare etc., operaţii ce apar ca necesare în cazul utilizării, de exemplu, a schemei cu 7 celule. S-a determinat astfel dimensiunea vectorului X şi, corespunzător, a celorlalte elemente ale problemei P..

Cunoscând numărul de celule dintr-o zonă de acoperire şi numărul de canale disponibile se poate stabili repartizarea canalelor pe fiecare celulă. Se respectă următoarele principii:

- în aceeaşi celulă nu pot fi utilizate canale (frecvenţe) mai apropiate între ele de o valoare impusă de caracteristicile filtrelor de recepţie;
- de obicei, în condiţii de selectivitate, se evită utilizarea în aceeaşi celulă a canalelor adiacente;
- distanţa dintre două canale utilizate în aceeaşi celulă să fie de cel puţin C_{ii} canale;
- în celule adiacente, ecartul dintre canalele (frecvenţele) utilizate se determină calculând efectul perturbaţiilor la marginea celulei;
- în aceeaşi celulă, ca şi în celulele adiacente, se evită grupările de frecvenţe care produc intermodulaţii de ordinul 3 pe întreaga suprafaţă a celulei, deci şi la marginile acesteia. Este deci necesar să fie evitate combinaţiile de frecvenţe de tipul:

$$f_z - f_y = f_w - f_x \qquad (12)$$

unde f_x, f_y, f_w, f_z, sunt patru frecvenţe oarecare utilizate în canalele de comunicaţie din celulă sau din celulele adiacente, în particular frecvenţele purtătoare ale canalelor de radiocomunicaţii.

O schemă interesantă de alocare a canalelor [7] într-o zonă de repetiţie cu N celule porneşte de la o alocare iniţială care respectă ecartul necesar între două canale adiacente. Se aplică apoi un algoritm care permite evitarea intermodulaţiilor de gradul 3, atât între canalele unei celule, cât şi între canalele celulelor adiacente. În cazul în care canalele disponibile sunt repartizate în cele N celule ale zonei de repetiţie, celulei 1 i se atribuie canalul 1, celulei 2 canalul 2 etc., revenind apoi ciclic, astfel încât celulei 1 i se atribuie în continuare canalul N + 1 etc., până la epuizarea canalelor disponibile. Prin acest procedeu, în celula J se vor utiliza canalele:

$$C_{ij} = N\,(i-1) + J \qquad (13)$$

cu:

$$1 \le i \le m \text{ şi } 1 \le J \le N$$

Cu o astfel de alocare nu se evită condiţia de intermodulaţie de ordin 3. Canalele de ordin i din fiecare celulă formează un şir care conţine maxim N elemente. Dacă se realizează o mutare ciclică a canalelor C_{ij} în cadrul unor şiruri, se pot realiza condiţiile de eliminare a intermodulaţiilor de gradul 3. Astfel, canalul C_{j1} se mută din celula 1 în celula K, devenind C'_{jk}, canalul C_{i2} în celula K + 1, devenind $C'_{i,k+1}$ etc.

Mărimea:

$$S_{ik} = |\,C_{ik} - C'_{ik}\,| \qquad (14)$$

reprezintă diferenţa dintre vechiul canal atribuit celulei K în poziţia i şi noul canal ce se va situa în poziţia i după efectuarea mutării.

Dacă pentru toate celulele şirului i se realizează aceeaşi diferenţă (14), atunci mărimea S_{ik} se va nota simplificat prin S_i.

În relaţia (12),în cazul utilizării a trei frecvenţe (w = y), dacă este îndeplinită relaţia $f_x < f_y < f_z$, în situaţia în care relaţia este exprimată în canale, condiţia de evitare a intermodulaţiei devine [7]:

$$N\,(k-j) \neq N\,(j-i) + 2\,(N - S_j + J) \text{ mod} N -$$

* În sistemul GSM se utilizează, din considerente geometrice şi de acoperire, schema cu 9 celule.
** Sistemul funcţionează în banda de 169 MHz, determinarea numărului de celule fiind făcută pentru această bandă.

$- (N - S_k + J) \text{ mod} N - (N - Sk + J) \text{ mod} N$ (15)

În acest mod se pot determina condiţiile pe care este necesar să le îndeplinească elementele matricii C pentru ca setul de frecvenţe F determinat să fie compatibil.

Dintre soluţiile posibile pentru F se elimină apoi acele variante care sunt incompatibile cu condiţiile impuse problemei P de către matricile Q respectiv R.

5. CONCLUZII

Rezolvarea unei probleme de tip P pentru o zonă de repetiţie, conduce în mod implicit la rezolvarea problemei distribuţiei canalelor de radiocomunicaţii pe un teritoriu dat, prin acoperirea teritoriului cu celule hexagonale, formarea zonelor de repetiţie şi dispunerea acestora astfel încât să acopere în întregime teritoriul considerat. Se stabileşte astfel un punct de plecare în calculul concret al unei reţele de radiocomunicaţii. Pentru stabilirea condiţiilor reale de funcţionare a reţelei este necesar ca, pornind de la o reţea idealizată, stabilită de exemplu cu metodica prezentată în articol, să se ia în considerare o serie de factori specifici referitori la relief, densitate de utilizatori pe unitatea de suprafaţă, caracteristici tehnice ale reţelei de radiocomunicaţii analizate etc. Prin introducerea în calcule a elementelor corespunzătoare factorilor de influenţă consideraţi, precum şi a altor elemente de influenţă, se obţine o deformare a reţelei reale în raport cu reţeaua idealizată de pornire, dar se realizează o eficienţă sporită a utilizării spectrului de frecvenţă limitat, aflat la dispoziţia serviciului respectiv.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ştefan-Victor N.Nicolaescu - "Sisteme de radiotelefonie mobilă celulară" - Telecomunicaţii nr. 2/1992, pag. 18 - 24.

[2] Ştefan-Victor N.Nicolaescu - "Sisteme de radiotelefonie mobilă celulară G.S.M." - Telecomunicaţii nr. 1/1993, pag. 7 - 17.

[3] Ştefan-Victor N.Nicolaescu; Ion T. Marghescu - "Sisteme de radiopaging ERMES" - Telecomunicaţii nr. 3/1994, pag. 30 - 35.

[4] Andreas Gamst - "Some Lower Bounds for a Class of Frequency Assignment Problems" I.E.E.E. Transaction on Vehicular Technology, vol. VT 35, nr. 1/februarie 1986, pag. 8 - 14.

[5] Noriaki Yoshikawa, Takuya Nomura - "Fundamental Consideration of Radio Zone Repetition in a Mobile Radio System" - Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 23 nr. 1 - 2 ianuarie - februarie 1975, pag. 161 - 171.

[6] William C.Y.Lee - " Elements of Cellular Mobile Radio Systems" - I.E.E.E. Transactions on Vehicular Technology, vol. VT 35, nr. 2/mai 1986, pag. 48 - 56.

[7] Gerald K. Chan, Samy Mahmoud - "A Spectrum - Efficient Interference - Free Frequency Allocation Scheme for a Cellular Radio System" - I.E.E.E. Transactions on Vehicular Technology, vol. VT 35, nr. 1/februarie 1982

Factorii care determină metoda de codare în transmisiunile digitale pe fibra optică

Dr. ing. Iancu A. Ceapă *

Cuvinte cheie: codare de linie, fibră optică, transmisiuni digitale.

Se prezintă principalii factori care determină metodele de codare în transmisiunile digitale pe fibră optică având în vedere particularitățile specifice acestui mediu și ale dispozitivelor optoelectronice ce intră în componența echipamentelor terminale și de linie.

1. INTRODUCERE

Semnalul digital așa cum este oferit de sursa discretă, este total inadecvat pentru a fi aplicat direct emițătorului luminos în scopul transmiterii prin fibra optică. Din această cauză, este necesar ca acest semnal să fie transformat pe baza unui cod de linie, astfel încât să capete anumite proprietăți ce favorizează transmisiunea sa prin suportul optic. De aceea, una din problemele întâlnite în proiectarea sistemelor de transmisiuni digitale pe fibra optică este stabilirea metodei de codare a semnalului de linie.

Unii din factorii care influențează stabilirea metodei de codare sunt similari celor implicați în sistemele clasice, alții iau în considerare particularitățile componentelor specifice sistemelor ce folosesc cablul optic.

În acest articol sunt analizați principalii factori [1], [2], care determină metodele de codare în transmisiunile digitale prin fibra optică, metode care nu mai prezintă caracteristici similare cu acelea ale metodelor folosite în transmisiunile digitale în banda de bază prin cabluri metalice. Particularitățile specifice fibrei optice și dispozitivelor optoelectronice, fac ca metodele de codare să posede proprietăți caracteristice care sunt puse în evidență în cele ce urmează.

2. FORMA IMPULSULUI

Simbolurile secvenței de date se reprezintă aproape în exclusivitate prin semnale de formă dreptunghiulară de durată egală cu durata unui simbol (semnal NRZ) sau de durată egală cu jumătate din durata unui simbol (semnal RZ). Nu se utilizează alte forme de impuls (triunghiulare, Gauss etc.) deoarece echipamentul se complică, iar după limitarea de bandă care o implică de regulă transmisiunea pe orice linie, forma impulsului după fotodetecție este determinată în principal de aria sa inițială și numai în mică măsură de forma sa inițială. Personick a arătat în lucrările sale [3] și [4] că forma optimă a impulsului optic recepționat de către fotodiodă trebuie să fie rectangulară.

3. NUMĂRUL NIVELELOR DE AMPLITUDINE

Numărul nivelelor de amplitudine influențează direct proporțional complexitatea echipamentului și sensibilitatea la zgomot. De aceea, în sistemele pe cabluri metalice, pentru vizite mici, de ordinul Mb/s, sunt convenabile coduri cu L = 2 nivele. Pentru viteze mari, de ordinul sutelor de Mb/s, se folosesc codurile multinivel cu $L \geq 2$. Aceste coduri au avantajul că reduc rata simbolurilor transmise, crescând în acest fel capacitatea sistemului care este limitată de legea $\sqrt{f}$ proprie cablelor metalice.

Pentru sistemele pe fibră optică a căror capacitate de informație este mult mai mare, folosirea transmisiunii multinivel ar fi interesantă mai mult din punct de vedere teoretic, dar argumentele prezentate în continuare au determinat evitarea până în prezent a codurilor multinivel.

Comportarea neliniară și dependentă de temperatură a surselor de radiație, ca și faptul că pentru fibra optică caracteristicile echivalente în banda de bază sânt încă în studiu, au determinat pe aproape toți proiectanții de sisteme pe fibre optice să folosească transmisiunile digitale în banda de bază de tip pornit-oprit: OOK (on-off keying). Până în prezent, numai pentru cazul când semnalul transmis este de tipul OOK a fost demonstrată liniaritatea în banda de bază a unui sistem pe fibra optică [3], [4]. Deoarece existența unui model echivalent liniar în cazul unui semnal multinivel nu a putut fi demonstrată, tehnicile obișnuite de egalizare a benzii de bază la recepție nu mai pot fi aplicate în acest caz. În plus, transmisia multinivel prin sistemele digitale pe fibră optică impune ca nivelele semnalului și pragurile de decizie la recepție să fie neuniform spațiate deoarece zgomotul cuantic al fotodiodei este corelat cu semnalul [5]. Ca urmare, transmisia multinivel necesită o circuitistică foarte

* Universitatea Politehnică din București

complicată în regeneratoarele de linie şi la recepţie din care cauză a fost considerată inadecvată în cazul sistemelor pe fibră optică.

Din cele prezentate rezultă că în sistemele de transmisiuni pe fibră optică, codurile de linie cele mai convenabile sunt codurile binare de tipul OOK, adică cu un singur nivel de transmisie propriu-zis, care foloseşte emisia unui impuls de radiaţie de durată T pentru a transmite un "1", pe când lipsa impulsului, reprezintă "0".

4. MINIMIZAREA PUTERII OPTICE MEDII TRANSMISE

Fie { a_k } secvenţa de date de la emisie reprezentată printr-un semnal electric format din impulsuri de curent, practic dreptunghiulare. Acest semnal constituie curentul de la emisie care poate fi scris sub forma,

$$i_e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k\, i_{eo}(t - kT), \tag{1}$$

unde:

$i_{eo}(t)$ - este impulsul de curent elementar, care satisface condiţia de nesuprapunere după periodicizare;

T - perioada simbolurilor;

a_k - simbolul de ordinul k al secvenţei de date.

Curentul $i_e(t)$ este aplicat emiţătorului optic, unde modulează radiaţia luminoasă a acestuia aşa încât puterea radiată să depindă de curentul de comandă printr-o relaţie liniară. În aceste condiţii, rezultă că puterea optică instantanee la intrarea fibrei poate fi exprimată prin relaţia,

$$p_e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k\, p_{eo}(t - kT), \tag{2}$$

în care:

$$p_{eo}(t) = K\, i_{eo}(t), \quad K = ct. \tag{3}$$

Pe baza relaţiei (2) rezultă că puterea optică medie transmisă este:

$$P_e = \langle p_e(t) \rangle = \left\langle \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k\, p_{eo}(t - kT) \right\rangle =$$

$$= \langle a_k \rangle \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} p_{eo}(t)\, dt = \langle a_k \rangle \frac{1}{T} \int_{o}^{T} p_{eo}(t)\, dt \tag{4}$$

Pentru obţinerea acestei expresii s-a notat cu $< a_k >$ valoarea medie a simbolurilor transmise pe linie şi s-a ţinut seama că impulsul elementar de putere optică $p_{eo}(t)$ satisface condiţia de nesuprapunere.

Dacă acest impuls se ia de formă dreptunghiulară (în conformitate cu cele prezentate la punctul 1), adică:

$$p_{eo}(t) = \begin{cases} P_o, & \text{pentru } t \in (0, T) \\ 0, & \text{în rest} \end{cases} \tag{5}$$

rezultă că:

$$P_e = < a_k > P_o \tag{6}$$

După cum se observă din (4) sau (6), pentru a minimiza puterea optică medie transmisă atunci când forma impulsului elementar este fixată, este necesar să se minimizeze valoarea medie a simbolurilor digitale.

Minimizarea puterii optice medii transmise are foarte mare importanţă pentru sistemele pe fibră optică, deoarece cu o putere medie transmisă mai mică, durata de viaţă medie a surselor de radiaţie creşte, în timp ce zgomotul cuantic în fotodetector descreşte. În [6] este arătat că varianţa zgomotului cuantic este suma unui termen constant datorat curentului de obscuritate al fotodiodei, plus un termen care este proporţional cu puterea optică recepţionată.

5. INFORMAŢIA DE TACT

Atât la regeneratoare cât şi în echipamentul terminal de recepţie, pentru regenerarea corectă a secvenţei de date este necesară refacerea semnalului de tact. Cum acest semnal nu este transmis pe o linie separată, metoda de codare trebuie să asigure semnalului de linie informaţia necesară refacerii tactului.

Semnalului de tact i se impun anumite condiţii privind amplitudinea, faza şi variaţiile de fază.

Amplitudinea nu trebuie să scadă sub o anumită valoare. Pentru aceasta durata maximă între două treceri succesive de la valoarea binară "0" la valoarea "1" şi invers trebuie să fie cât mai mică.

Faza semnalului de tact trebuie să fie cât mai constantă, iar valoarea ei să corespundă momentelor de sondare optime, adică momentelor când deschiderea "diagramei ochi" este maximă.

Variaţiile de fază (jitterul) trebuie să fie minime. Există diverse procedee pentru extragerea semnalului de tact, fiecare cu avantajele şi dezavantajele sale. Dar oricare ar fi acest procedeu, momentele de sondare sunt date de relaţia,

$$t_k = kT + t_o + \Delta t_k, \tag{7}$$

unde : Δt_k reprezintă jitterul.

Amplitudinea lui Δt_k este determinată de mai mulţi factori, printre care: statistica semnalului digital, jitterul semnalului de intrare în regeneratorul de tact, zgomotul, interferenţa intersimbol. Dar factorii cei mai importanţi sunt cei daţi de procedeul de regenerare. Pentru extragerea tactului folosind circuite rezonante LC, jitterul semnalului de tact este influenţat de dezacordul filtrului şi de valoarea factorului de calitate Q al circuitului. Acest procedeu este foarte convenabil pentru sistemele pe fibră optică, deoarece codurile de linie folosite trebuie să fie coduri redundante, aşa cum va rezulta din paragrafele următoare. Pentru a pune în evidenţă efectul metodei de codare, adică efectul codului de linie ales, este necesar să se calculeze în fiecare caz varianţa normată a jitterului.

$$\sigma / T = \sqrt{< (\Delta t_k / T)^2 >} \quad (8)$$

6. LIMITAREA SUPERIOARĂ ŞI INFERIOARĂ A DENSITĂŢII SPECTRALE DE PUTERE

O limitare superioară a benzii spectrale ocupată de semnalul de linie este impusă de dispersia în fibra optică şi de timpul de recombinare a sarcinilor în sursele de radiaţie şi fotodiode.

În ceea ce priveşte componenta continuă şi domeniul de JF al densităţii spectrale de putere, trebuie precizat că sistemele pe fibră optică nu crează probleme în transmiterea lor, dar dacă se ţine seama că circuitele din regeneratoare şi echipamentele terminale sunt cuplate capacitiv, rezultă că densitatea spectrală a semnalului de linie trebuie să fie limitată şi spre JF.

Rezultă că metoda de codare folosită trebuie să ţină seama de aceste restricţii. Totuşi, trebuie remarcat că în sistemele pe fibre optice aceste restricţii sunt în mod considerabil mult mai reduse decât la sistemele pe cabluri tradiţionale, iar factorul discutat aici mai puţin determinant în alegerea metodei de codare.

7. TELECONTROLUL RATEI ERORII ÎN REGENERATOARE ŞI LA RECEPŢIE

Ca la orice sistem de transmisie pe cablu şi la sistemele pe fibră optică este foarte important să se poată controla în orice moment funcţionarea corectă a fiecărui regenerator şi a echipamentului de recepţie fără a utiliza serviciul de întrerupere, adică menţinându-se în acelaşi timp transparenţa liniei chiar în prezenţa erorilor.

Spre deosebire de sistemele clasice, pentru a realiza acest telecontrol în sistemele pe fibră optică, mai este necesară şi o pereche auxiliară metalică pe lângă cablul de transmisie propriu-zis care este fibra optică. Această legătură este necesară şi pentru alimentarea circuitelor din regeneratoare.

Atunci când rata erorilor depăşeşte o valoare stabilită, un semnal de alarmă poate fi expediat spre terminalul de linie prin perechea auxiliară.

Pentru a putea determina rata erorilor este necesar ca prin metoda de codare folosită, secvenţa de date transmisă să devină redundantă. Totodată monitorul de eroare al regeneratorului şi al receptorului trebuie să fie cât mai simplu posibil pentru a avea un consum mic şi un cost scăzut. Rezultă de aici că în transmisiunile digitale pe fibră optică, codurile de linie ce se cer folosite trebuie să fie coduri redundante.

8. SENZITIVITATEA MINIMĂ LA ERORILE DE EGALIZARE

Un criteriu de măsură a interferenţei simbolurilor este închiderea medie pătratică a ochiului (IMPO). Valoarea este direct proporţională cu distorsiunea medie pătratică normată [7], [8]. Dacă x(t) este răspunsul sistemului de transmisiuni (forma de undă la intrarea circuitului de sondare şi decizie) la un impuls elementar, atunci semnalul y(t) în acelaşi punct al receptorului, corespunzător aplicării unei secvenţe de simboluri $\{a_k\}$ la intrarea sistemului, va fi:

$$y(t) = \sum_k a_k x(t - kT) + z(t), \quad (9)$$

z(t) fiind componenta de zgomot aditiv.

Cu aceste noutăţi, distorsiunea medie pătratică a răspunsului x(t) datorată interferenţei simbolurilor este dată de expresia:

$$\delta^2_{MP} = \frac{1}{x_o^2} \sum_{o n \neq o} x_n^2 . \quad (10)$$

Aplicând teorema lui Parceval, se poate scrie:

$$T \sum_n x_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| X_{eq}(\omega) \right|^2 d\omega , \quad (11)$$

unde:

$$X_{eq}(\omega) = \begin{cases} \sum_k X(\omega - \frac{2k\pi}{T}), & |\omega| \le \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (12)$$

este funcţia de transfer a canalului Nyquist echivalent. Pentru canalul ideal care nu introduce perturbaţii intersimbol,

$$X_{eq}(\omega) = \begin{cases} x_o T, & |\omega| \le \frac{\pi}{T} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases} \quad (13)$$

Dar relaţia (11) mai poate fi scrisă ţinând seama şi de densitatea spectrală de putere W (ω) a semnalului de la intrarea sistemului,

$$T \sum_n x_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \left| H_{eq}(\omega) \right|^2 W(\omega) d\omega , \quad (14)$$

cu care distorsiunea medie pătratică (10) devine:

$$\delta^2_{MP} = \frac{1}{x_n} \left(\frac{1}{2\pi T} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} \left| H_{eq}(\omega) \right|^2 W(\omega) d\omega - x_o^2 \right), \quad (15)$$

Din (15) se observă că W(ω) determină senzitivitatea semnalului digital la imperfecţiunile canalului de transmisiune. Dacă densitatea spectrală W(ω) are un maxim absolut la frecvenţa Nyquist $\omega_N = \pi / T$, interferenţa simbolurilor este cauzată în special de erorile de egalizare alăturate acestei frecvenţe. Deoarece o egalizare se poate realiza mai

bine pe o bandă mai îngustă, rezultă că senzitivitatea semnalului digital la imperfecţiunile canalului va fi mai mică cu cât curba densităţii spectrale are o "subţirime" mai accentuată.

Dar această proprietate a densităţii spectrale a semnalului de linie depinde de metoda de codare care trebuie astfel aleasă încât să asigure semnalului o senzitivitate minimă la erorile de egalizare.

9. REFACEREA SINCRONIZĂRII DE CUVÂNT

În cazurile în care codurile de linie utilizate în transmisiunile pe fibra optică sunt coduri bloc [9], decodarea corectă a semnalului la recepţie este posibilă numai după ce a fost refăcută sincronizarea de cuvânt. Se cunosc două clase mari de metode de sincronizare de cuvânt. Metodele din prima clasă folosesc transmiterea unor informaţii de timp speciale, iar cele din a doua clasă utilizează coduri cu proprietăţi de autosincronizare. Deoarece necesitatea asigurării informaţiei de tact şi controlului ratei erorilor impune folosirea codurilor redundante, rezultă că metodele de sincronizare cele mai indicate sunt cele din clasa a doua. Trebuie avut grijă ca redundanţa introdusă prin metoda de codare să fie suficientă pentru a permite în plus şi sincronizarea de cuvânt.

10. SIMPLITATEA GENERALĂ A REGENERATOARELOR ŞI ECHIPAMENTELOR TERMINALE

Metoda de codare folosită trebuie să contribuie la simplificarea implementării regeneratoarelor şi nu trebuie să complice excesiv etajele de codare-decodare (CODEC) la terminalele de linie, menţinând totodată capacitatea de informaţie maximă a sistemului.

11. CONCLUZII

Din cele prezentate anterior, reiese concluzia că dintre diferitele categorii de metode pentru codarea secvenţelor de date concepute şi cunoscute până la ora actuală, cele care pot fi utilizate în transmisiunile digitale pe fibră optică sânt metodele de codare binare redundante care folosesc codurile bloc. Dintre acestea două sunt clasele de metode care satisfac cel mai bine factorii enumeraţi mai înainte şi anume:

- metode de codare binare cu "scrambling" şi bit de paritate;
- metode de codare binare cu "disparitate" constantă sau "disparitate" compensată.

Analiza şi prezentarea acestor metode face obiectul unei alte lucrări care va fi publicată ulterior.

BIBLIOGRAFIE

[1] xxx - Binary lines codes for digital transmission on optical fibers, CCITT, Study Group XVIII - Contributions No. 291, March, 1979.

[2] Radu, M. - Transmisiuni la mare distanţă (partea numerică), Editura Academia Militară, Bucureşti, 1983.

[3] Personick, S.D. - Fundamentales of optic fiber communications, Editura M.K.Barnoski, Academic Press, 1976.

[4] Personick, S.D. - Baseband linearity and equalizations in fiber optic digital communication system, BSTJ, Sept. 1973.

[5] Muoi, T.V., Hullett, J.L. - Receiver design for multilevel digital optic fiber systems, IEEE Trans. on Comm., Sept. 1975.

[6] Bellato, L., Cichetti, M. - Design criteria for fiber optic digital transmission systems, with application at 34 Mb/s bit-rate, Telettra, S.p.A., 1976.

[7] Mateescu, Ad., Bănică, I., Popescu, S., Borcoci, E. - Manualul inginerului electronist (vol.II) - Transmisiuni de date, Editura Tehnică, Bucureşti, 1984.

[8] Marghescu, I., Bădescu, Gh. - Transmiterea discretă a semnalelor, Editura Tehnică, Bucureşti, 1978.

Metode de sinteză și optimizare a unor semnale pentru accesul multiplu în sistemele cu spectru împrăștiat - (partea a II-a: algoritmi și aplicații)

Lector univ. dr. ing. Victor P. Greu *

Cuvinte cheie: Sisteme cu spectru împrăștiat (SSI), accesul multiplu prin diviziune în cod, secvențe de cod PN, corelație reciprocă, polinoame primitive, coduri Gold, coduri "cvasi - ortogonale".

Lucrarea concretizează cercetările din Partea I-a [5], prezentând algoritmii elaborați de autor, utilizabili prin aplicarea metodei Gold sau a metodei originale a codurilor "cvasi-ortogonale". În final sunt prezentate și rezultatele aplicațiilor (soft) realizate.

3. ALGORITMI PENTRU SINTEZA SECVENȚELOR DE COD CU PROPRIETĂȚI DE CORELAȚIE RECIPROCĂ CONTROLABILE

Familia de coduri Gold oferă premizele determinării (adică asigură existența) unui număr mare de coduri cu corelația reciprocă controlabilă (pornind de la o "pereche preferată" de polinoame), necesar de regulă la accesul multiplu în SSI.

Metoda codurilor "cvasi-ortogonale", reprezintă o sursă nouă de a obține secvențe de cod cu proprietăți de corelație precis controlate, cu prețul unor calcule de asemenea complexe.

Găsirea relațiilor concrete de selecție, calcul și generare, precum și optimizarea acestora, reprezintă în cazul general (implicit al numerelor foarte mari, tipice pentru SSI), o problemă complexă și dificilă, în special datorită faptului că memoria și puterea de calcul a calculatoarelor disponibile reprezintă un factor limitator pentru performanțele sintezei și ale SSI, în condițiile specifice câmpurilor extinse Galois (de exemplu pentru n = 22, "există" 190557 polinoame ireductibile, dintre care 120032 primitive, dar determinarea acestora în cazul general nu este rezolvată prin metode directe).

Din aceste motive devine importantă elaborarea unor metode și algoritmi care să permită determinarea elementelor necesare, atât la sinteza codurilor Gold cât și a celor "cvasi-ortogonale", cu performanțe cât mai ridicate.

Astfel, pentru sinteză, considerăm ca necesare următoarele etape (metode, algoritmi):

A. Determinarea bazei de selecție și generare a polinoamelor primitive.

B. Determinarea perechilor "preferate".

C. Generarea codurilor cu corelație reciprocă controlabilă.

D. Testarea (modelarea) performanțelor semnalelor sintetizate.

Pentru realizarea acestor obiective cu performanțe maxime pentru SSi, ne-am propus mai întâi determinarea unei baze teoretice de selecție optime și finalizarea acesteia cu o serie de algoritmi adaptați la implementarea cu un limbaj de programare evoluată (dublat de un vast pachet de subrutine matematice), "Matematica".

3.1. Determinarea polinoamelor primitive și a puterilor elementelor

În literatura de specialitate, polinoamele ireductibile și în special cele primitive, în câmpurile Galois extinse $GF(2^n)$, sunt date numai pentru n de valori relativ mici și evident incomplet (de regulă n < 35, câteva exemple pentru n = 89).

La proiectarea SSI și la sinteza codurilor PN necesare la împrăștiere în special, sunt necesare, pentru o bază de selecție, polinoamele primitive cu n foarte mare (tipic n>100). Din acest motiv, această etapă a sintezei, deși simplă în principiu, este foarte dirficilă în realitate, deoarece puterea de calcul și memoria limitată determină limitarea performanțelor SSI.

a) Determinarea polinoamelor ireductibile

Se consideră polinomul f(x) de grad n, de forma:

$$f(x) = \sum_{m=1}^{n} a_m \cdot x^m, \; a_m \in GF(2), \; a_n = 1 \qquad (3.1)$$

* Academia Tehnică Militară, București

Dacă f este ireductibil, inelul claselor de resturi mod f (x) va deveni câmp (corp comutativ), respectiv extensia câmpului Galois, GF (2), notat GF (2^n).

Pentru selecția polinoamelor ireductibile se poate considera vectorul variabil

$$A(n,J)=(a_o^j a_1^j,\ldots,a_n^j),\ a_m^J \in$$
$$\in GF(2),\ a_n^J=1,\ J=1,2,\ldots,(2^n-1) \tag{3.2}$$

Considerând fiecare combinație, din cele (2^{n-1}-1) admisibile, se atribuie pentru coeficienții lui f valorile:

$$a_m=a_m^j,\ m=0,1,\ldots,n \tag{3.3}$$

Apoi se aplică lui f o subrutină de descompunere în factori (în "Matematică" există subrutina Factor [f, mod p]) și se decide în final dacă f este ireductibil în GF (2^n).

În funcție de puterea de calcul și de memorie se incrementează J și apoi n.

b. Determinarea polinoamelor primitive și a puterilor elementelor

Polinomul ireductibil f(x) este primitiv în GF(2^n) dacă admite ca rădăcină un element primitiv al câmpului, deci de ordinul N = 2^n - 1:

$$f(\alpha)=0,\ \alpha^{2^n-1}=1,\ \alpha^m\neq 1\ (m<2^n-1) \tag{3.4}$$

O altă condiție pentru ca f să fie primitiv (echivalentă cu prima deoarece f este polinom minimal pentru α), este:

$$x^N-1=0\ (mod\ f),\ x^m-1\neq(mod\ f),\ m<N \tag{3.5}$$

Având în vedere numerele mari implicate (performanțele vizate sunt de ordinul n > 100) și utilizarea ulterioară a puterilor succesive ale lui α , este preferabilă testarea primei condiții (ea permite un mecanism mai flexibil de calcul și extindere a performanțelor - a lui n - deoarece nu presupune calcule cu x^N).

Se consideră forma generală:

$$\alpha=\sum_{m=0}^{n-1} b_m x^m \tag{3.6}$$

respectiv vectorul variabil asociat

$$ALF(f,J)=\left\{b_m^J\right\},$$
$$b_m^J\in GF(2),$$
$$(\exists\, m\neq 0,\ b_m^J=1) \tag{3.7}$$

și

$$b_m=b_m^J \tag{3.8}$$

Pentru a reduce numărul de operații necesar la testarea condiției ca un element să fie primitiv (dar și ulterior), am demonstrat următoarele teoreme și leme, în GF(p^n).

- **Lema 3.1:**

$(a+b)^p=a^p+b^p=a+b$, (a,b - elemente ale câmpului) (3.9)

- **Teorema 3.1:** Dacă f este un polinom ireductibil și β este o rădăcină a sa, atunci:

$$\beta^{p^0},\ \beta^{p^1},\ \ldots,\ \beta^{p^{n-1}}, \tag{3.10}$$

sunt rădăcini distincre ale lui f și toate au același ordin.

- **Lema 3.2:** Ordinul oricărui element α trebuie să fie mai mare decât n.
- **Lema 3.3:** Dacă α este o rădăcină a lui f(x), atunci puterile sale superioare se obțin cu relația:

$$\alpha^{n+k}=\sum_{i=o}^{n-1}\alpha^i A_i^{n+K}, \tag{3.11}$$

unde:

$$A_i^{n+k}=A_{i-1}^{n+k-1}+A_{n-1}^{n+k-1}\cdot a_i,$$
$$k=1,2,3,\ldots,(2^n-1-n),$$
$$A_i^n=a_i,\ i=0,1,2,\ldots,(n-1) \tag{3.12}$$

și:

$$A_o^{n+k}=A_{n-1}^{n+k-1}\cdot a_o,\ A_{-1}^{n+k-1}=0. \tag{3.13}$$

Utilizând Lema 3.3, se aplică algoritmul crescând succesiv pe k. Fie k_1 astfel încât:

$$\alpha^{n+k1}=1 \tag{3.14}$$

Dacă $n+k_1=2^n-1 \Rightarrow \alpha$ este primitiv, iar dacă $n+k_1<2^n-1$, α nu este primitiv. Apoi, în ambele situații, se incrementează J (J => J + 1) și se reia algoritmul.

Acesta este algoritmul, în principiu, în cazul general, dar el se poate simplifica, pentru mărirea vitezei în cazul unor numere n foarte mari, când nu este necesară determinarea tuturor polinoamelor (sau rădăcinilor) primitive, ci numai a unei baze de selecție minime. Astfel, de exemplu, se poate testa de regulă numai α = x.

3.2. Determinarea "perechilor preferate"

Așa cum s-a arătat, dacă f(x) este un polinom primitiv de grad n, iar α este o rădăcină a sa (element primitiv), "perechea preferată" a acestuia va fi g(x), de grad n, care admite rădăcina:

$$\beta = \alpha^{2^m+1},\ m = \begin{cases} \frac{n+1}{2},\ n - impar \\ \frac{n+2}{2},\ n - par\ (\neq 0,\ mod\ 4) \end{cases} \tag{3.15}$$

Existența și unicitatea lui g(x) sunt asigurate de faptul că el reprezintă polinomul minimal al lui β.

Deoarece 2^m+1 este prim cu 2^n-1 ($n \neq 0$, mod 4), β va fi de asemenea primitiv, iar g polinom primitiv (secvența asociată lui va fi și ea maximală).

Determinarea lui g în cazul general (numere $N = 2^n - 1$ foarte mari, tipic $n > 100$), reprezintă o problemă și mai dificilă decât în cazul lui f, care trebuie optimizată pe criteriul costului (capacității și timpului de calculator), deoarece în condi]iile unei capacități limitate de calcul, găsirea unei baze teoretice de calcul optime reprezintă calea spre atingerea unor performanțe în analiza și sinteza AMDC în SSI.

Conform teoremei 3.1, cele n rădăcini ale lui g(x) vor fi:

$$\beta^{2^0}, \beta^{2^1}, \ldots, \beta^{2^{n-1}}, \tag{3.16}$$

și rezultă:

$$g(x) = \prod_{k=0}^{n-1} (x - \beta^{2^k}) \equiv x^n + \sum_{k=0}^{n-1} g_k x^k \ (mod\ f). \tag{3.17}$$

Pentru determinarea lui g este necesară determinarea coeficienților g_k în GF (2). În acest sens trebuie găsit algoritmul de calcul (și implementat programul corespunzător) care asigură costul minim.

O primă metodă, oarecum directă, pornește de la ultima relație și utilizează rezultatele lemei 3.3, adică permite înlocuirea lui β cu puterile succesive ale lui α, deja optimizate prin această lemă (se evită astfel calculul unor puteri superioare).

O altă metodă, pe care am inițiat-o, ține cont de faptul că GF (2^n) este un câmp integru (fără divizori ai lui zero) și de forma particulară a rădăcinilor lui g (implicit de proprietățile deduse pe baza acestora).

Se poate demonstra că în acest caz sunt valabile relațiile:

$$g_{n-J} = \sum_{0 \le m_0 \le m_1 \le \ldots \le m_{J-1} \le n-1} \beta^{\left(\sum_{k=0}^{J-1} 2^{m_k}\right)},$$

$$J = 1, 2, \ldots, n \tag{3.18}$$

Pentru determinarea combinațiilor ($m_2, m_1, \ldots, m_{j-1}$), am ajuns la forma echivalentă:

$$g_{n-J} = \sum_{m_0=0}^{n-J} \sum_{m_1=m_0+1}^{n-J+1} \cdots\cdots \sum_{m_{J-1}=m_{J-2}+1}^{n-1} \beta^{\left(\sum_{k=0}^{J-1} 2^{m_k}\right)} \tag{3.19}$$

Ca soluție pentru programare, am elaborat o variantă de indexare flotantă, cu un singur indice, în loc de J. În continuare, metoda presupune transpunerea calculelor la nivelul unor vectori n-dimensionali, cu coeficienți în GF (2), asociați combinațiilor și respectiv exponenților (din ultima relație), astfel ca să se realizeze în ansamblu înlocuirea produselor cu sume (mod 2).

Indiferent de metoda de calcul pentru g, în final, având perechea preferată (f,g) se pot genera secvențele de cod cu corelația limitată, pe baza teoriei generatoarelor cu registre de deplasare.

4. APLICAȚII. REZULTATE. CONCLUZII

Pentru concretizarea metodelor și algoritmilor de mai sus autorul a realizat o serie de aplicații soft utilizând limbajul și pachetul de subrutine "Matematica" după cum urmează:

- SOFT 1(S1): determinarea polinoamelor primitive și a puterilor elementelor;
- SOFT2(S2): determinarea "perechilor preferate";
- SOFT3(S3): determinarea polinoamelor generatoare în faza caracteristică, generarea secvențelor PN cu corelația reciprocă controlabilă și simularea acestora (atât pentru perechi preferate cât și oarecare).

Capacitatea de calcul disponibilă (PC 386), într-un timp de calcul rezonabil (< 16 ore), permite atingerea unor nivele de performanță gradate astfel:

- n mic (< 13), toate aplicațiile (S1, S2, S3);
- n mediu, aplicațiile S1 și S2 (parțial S3);
- n mare (> 100), S1 și S2 (parțial S3).

Ca exemple se pot da următoarele rezultate:

Polinoame primitive:

$$f_1(x) = x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + 1$$
$$f_2(x) = x^{21} + x^2 + 1$$
$$f_3(x) = x^{67} + x^3 + x^2 + x + 1$$
$$f_4(x) = x^{101} + x^7 + x^6 + x + 1$$

Perechi preferate:

$$\begin{cases} f_1(x) \\ g_1(x) = x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_2(x) \\ g_2(x) = x^{21} + x^{18} + x^{11} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + x + 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_4(x) \\ g_4(x) = x^{101} + x^{99} + x^{98} + x^{97} + x^{95} + x^{94} + x^{93} + x^{92} + x^{91} + x^{90} + \\ + x^{88} + x^{85} + x^{83} + x^{81} + x^{76} + x^{75} + x^{73} + x^{72} + x^{70} + x^{69} + x^{64} + \\ + x^{61} + x^{59} + x^{57} + x^{56} + x^{50} + x^{48} + x^{44} + x^{40} + x^{38} + x^{36} + x^{31} + \\ + x^{29} + x^{28} + x^{27} + x^{23} + x^{21} + x^{19} + x^{16} + x^{8} + x^{7} + x^{5} + x^{3} + x + 1 \end{cases}$$

Corelații reciproce

$$\{ f_1(x), g_1(x) \} \Rightarrow (a, b) \Rightarrow |R_{ab}(k)| \le 2^{\frac{7+1}{2}} + 1 = 17,$$

$k = 0, 1, 2, \ldots, 127$

$R_{ab}(k) =$

(15,-1,-1,-1,-1,-17,-1,15,-1,15,-17,-1,-1,-1,15,-1,
-1,15,15,15,-17,-1,-1,-17,-1,15,-1,-1,15,-1,-17,15,-1,15,
-1,15,-1,-17,-1,-1,-1,-1,-1,-17,-17,-1,-1,15,-1,-1,-1,-1,-1,-17,
15,-17,-1,-17,-1,-17,-1,-17,15,15,-1,-1,-17,15,15,-1,-1,
-1,15,15,-1,-17,15,-1,-1,15,-17,-1,-1,-1,-1,-1,-17,-1,-1,-1,
-17,-17,-17,-17,15,-1,15,-1,-1,15,-17,-1,15,-1,-1,-1,-17,-1,
15,-1,-1,-1,-17,-1,-17,-17,15,15,-1,-17,15,-1,-17,-17,15,
-1,15,-17,15,15,15,15,15)

($f_1(X)$, $X^7 + X + 1$) (pereche oarecare) => (a,b)=>

$R_{ab}(k) =$

(-41,-1,-1,-17,-1,-9,-17,-9,-1,7,-9,-1,-17,15,-9,15,
-1,7,7,7,-9,-1,-1,7,-17,7,15,-1,-9-17,15,-9,-1,-9,7,15,7,
-1,7,-17,-9,-1,-1,-1,-1,-1,7,23,-17,-1,7-1,15,-1,-1,7,-9,7,-17,
7,15,23,-9,-9,-1,-17,-9,-9,7,-1,15,15,7,7,-1,7,7,-1,-17,-9,
-9,15,-1,-17,-1,-1,-1,23,-1,-1,-1,7,7,7,23,-9,-17,-9,
-1,15,7,7,-1,-9,15,-17,-1,23,-1,7,7,-9,-9,15,7,-9,-17,23,7,
-9,15,-9,23,-9,-9,-9,-9,-41)

CONCLUZII:

Metodele de sinteză prezentate, completate cu algoritmii și softul corespunzător, permit rezolvarea unora dintre cele mai dificile probleme pentru optimizarea accesului multiplu în SSI. Metoda codurilor "cvasi-ortogonale" oferă perspectiva unei noi familii de coduri cu corelația reciprocă controlabilă (dar cu un maxim reglabil în general, spre deosebire de codurile Gold), dar, desigur, ea permite o cercetare și dezvoltare detaliată în continuare.

BIBLIOGRAFIE:

[1] Cooper,G; Mc Gillem, C. - Modern Communications and Spread Spectrum, McGraw Hill, New-York, 1986.

[2] Holmes,J.K. - Coherent Spread Spectrum Systems, J.Willey&Sons, New-York, 1982.

[3] Greu, V. - Transmisiuni radio rezistente la bruiaj și interceptare, Ed. Militară, București, 1992.

[4] Dixon R.C. - Spread Spectrum Systems, J.Willey&Sons, New-York,1976.

[5] Greu, V. - Metode de sinteză și optimizare a unor semnale pentru accesul multiplu în sistemele cu spectru împrăștiat, Partea I-a, Telecomunicații, Nr. 2,1995.

Demodulatoare MF în cuadratură: analiza distorsiunilor neliniare

Ion T. Marghescu, Dinu Costin Gh. Zamfirescu *

Cuvinte cheie: radiocomunicații, demodulatoare, semnale MF.

În lucrare sunt analizate demodulatoarele MF în cuadratură luând în considerație distorsiunile neliniare introduse în cursul procesului de demodulare și factorul de demodulare. Se pune în evidență faptul că performanțele depind de regimul de lucru al operatorului de produs, regim determinat de semnalele aplicate la intrările acestuia. Se evidențiază regimul optim și, în acest caz, se compară performanțele demodulatorului în cuadratură cu performanțele realizate de alte tipuri de demodulatoare.

1. INTRODUCERE

Odată cu extinderea aplicațiilor circuitelor integrate la prelucrarea semnalelor de frecvență înaltă utilizate în comunicații a devenit accesibilă folosirea unor procedee mai complexe, dar totodată mai performante, pentru demodularea semnalelor MF. Dintre acestea, de o largă răspândire se bucură demodulatorul în cuadratură, care este folosit, aproape în exclusivitate, în sistemele de recepție care lucrează în condiții de raport semnal/zgomot mare.

Demodulatorul MF în cuadratură, cu privire la care prima referință directă datează din 1968 [2] este, așa cum rezultă din schema bloc dată în figura 1, un demodulator cu circuit de întârziere și detector de produs.

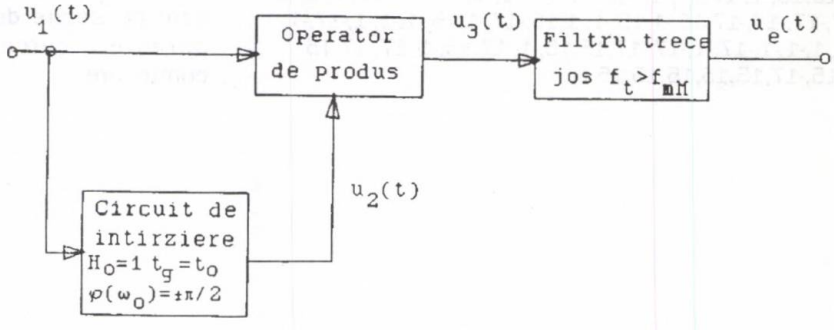


Figura 1

Presupunând că semnalul aplicat la intrare este:

$$u_1(t) = U_o \cos\left[\omega_o t + \Delta\omega_M \int^{t} f(\theta)\, d\theta\right], \quad (1)$$

atunci după blocul de întârziere rezultă:

$$u_2(t) = U_o \cos\left[\omega_o t + \Delta\omega_M \int^{t-t_o} f(\theta)\, d\theta - \frac{\pi}{2}\right]. \quad (2)$$

Componenta de joasă frecvență obținută în urma filtrării semnalului:

$$u_3(t) = K_m u_1(t) u_2(t), \quad (3)$$

unde K_m reprezintă un coeficient specific operatorului de produs este:

$$u_e(t) = K_m \frac{U_o^2}{2} \sin\left[\Delta\omega_M \int_{t-t_o}^{t} f(\theta)\, d\theta\right]. \quad (4)$$

Dacă se îndeplinesc condițiile [1], [5]:

$$t_o < \frac{2}{\omega_{mM}}; \quad t_o < \frac{0,2}{\Delta\omega_M}, \quad (5)$$

unde ω_{mM} corespunde frecvenței de modulație maxime, relația (4) poate fi aproximată prin:

$$u_e(t) \approx K_m \frac{U_o^2}{2} \Delta\omega_M t_o f\left(t - \frac{t_o}{2}\right). \quad (6)$$

Aproximația efectuată pune în evidență existența unor distorsiuni neliniare care afectează semnalul demodulat.

În analiza care urmează se va ține cont că semnalul aplicat la intrare este trecut, în prealabil, printr-un limitator. Dacă acest limitator este de bandă îngustă, adică dacă are o structură mai complexă care include circuite de limitare de bandă largă și filtre trece bandă cu frecvența centrală $f_c = f_o$, atunci expresia semnalului MF este (1). Dacă se folosește pur și simplu un limitator de bandă largă semnalul $u_1(t)$ poate fi scris:

$$u(t) = E\left\{2\sigma\left[\cos\omega_{ot} + \Delta\omega_M \int^{t} f(theta)\, d\theta\right] - 1\right\} \quad (7)$$

unde:

* Universitatea "Politehnica" București

E reprezintă nivelul la care este limitat semnalul, iar:

σ (.) este funcția salt treaptă unitate definită prin:

$$\sigma(x) = \begin{cases} 1 & x > 0, \\ 0 & x < 0. \end{cases} \quad (8)$$

Din literatură rezultă că majoritatea demodulatoarelor MF pot lucra cu oricare din cele două semnale MF precizate mai sus; între cele două situații apar diferențe din punct de vedere al performanțelor. Așa cum se va evidenția mai departe pentru demodulatorul în cuadratură soluția optimă corespunde cazului când ambele semnale aplicate la intrările operatorului de produs pot fi date prin expresia (7).

Este interesant să fie luate în considerație două variante:

- **1.** Demodulatorul în cuadratură ideal, adică un demodulator la care toate blocurile funcționale sunt ideale;
- **2.** Demodulatorul în cuadratură cu circuit rezonant derivație, adică un demodulator la care circuitul de întârziere este realizat cu un circuit selectiv RLC derivație.

2. DEMODULATORUL ÎN CUADRATURĂ IDEAL

În acest caz factorul de transfer al circuitului de întârziere poate fi scris:

$$H(\omega) = e^{j[(\omega_o - \omega)t_o + \frac{\pi}{2}]}. \quad (9)$$

Un asemenea circuit va conserva forma și amplitudinea semnalului de intrare deci se disting două regimuri de lucru:

- **a)** demodulatorul în cuadratură lucrând cu semnal de intrare sinusoidal (1);
- **b)** demodulatorul în cuadratură lucrând cu smnal de intrare dreptunghiular (7).

2.1. Demodulatorul ideal cu semnal de intrare sinusoidal

Presupunând că sunt îndeplinite condițiile de lucru în regim cuasistaționar semnalul obținut la ieșirea circuitului de întârziere poate fi scris sub forma:

$$u_2(t) = U_o \cos(\omega_o t + \Delta\omega_M \int^t f(\theta)\, d\theta - \Delta\omega\, t_o f(t) + \frac{\pi}{2}) \quad (10)$$

Din semnalul rezultat la ieșirea operatorului de produs un filtru trece jos corespunzător separă semnalul de joasă frecvență:

$$u_e(t) = \frac{U_o^2}{2} \sin[\Delta\omega_M t_o f(t)] \quad (11)$$

Dacă $\Delta\omega_M t_o < 0,2$ se poate aproxima:

$$u_e(t) \approx \frac{U_o^2}{2} \Delta\omega_M t_o f(t) \quad (12)$$

deci, evident, semnalul demodulat va fi afectat de distorsiuni neliniare. Pentru a evalua aceste distorsiuni se folosește dezvoltarea în serie a funcției:

$$v(x) = \sin x \quad (13)$$

în jurul valorii x = 0.

Se obține:

$$u_e(t) = \frac{U_o^2}{2} \sin[\Delta\omega_M t_o f(t) - \frac{1}{6}\Delta\omega_M^3 t_o^3 f^3(t) + \ldots] \quad (14)$$

Notând cu U_d amplitudinea componentei de ordinul întâi factorul de detecție este:

$$K_D = \frac{U_d}{\Delta\omega_M} \approx \frac{U_o^2 t_o}{2}, \quad (15)$$

deci, așa cum era de așteptat, depinde de amplitudinea semnalului MF prelucrat.

Pentru a preciza coeficientul de distorsiuni neliniare se consideră că semnalul modulator este:

$$f(t) = \cos\omega_m t$$

și, luând în considerație numai termenii până la ordinul trei, se determină:

$$d_3 = \frac{U_3}{U_1} \approx \frac{1}{24}(\Delta\omega_M t_o)^2 \quad (17)$$

În expresia (17), ca și mai departe, se folosesc notațiile U_1 și U_3 pentru amplitudinea fundamentalei și a armonicii a treia, respectiv.

2.2. Demodulatorul ideal cu semnal de intrare dreptunghiular

Având în vedere că blocurile funcționale constituiente sunt ideale, inclusiv limitatorul care precede demodulatorul, ordinea în care au loc operațiunile de limitare și întârziere nu afectează expresia finală a semnalului întârziat. În consecință dacă, la fel ca în paragraful precedent, sunt îndeplinite condițiile de lucru în regim cuasistaționar iar semnalul MF este dat prin expresia (7) semnalul întârziat poate fi scris:

$$u_2(t) = E\left\{2\sigma[\cos\omega_o t + \Delta\omega_M \int^t f(\theta)\, d\theta - \Delta\omega_M t_o f(t) + \frac{\pi}{2}] - 1\right\} \quad (18)$$

Filtrul trece jos extrage valoarea medie a produsului:

$$u_3(t) = u_1(t) \cdot u_2(t) \quad (19)$$

Semnalele u_1 și u_2 au aceeași frecvență instantanee; se notează perioada corespunzătoare cu T:

$$T = \frac{2\pi}{\omega_o + \Delta\omega_M f(t)}. \quad (20)$$

Prin operaţia de produs rezultă un semnal care are frecvenţa instantanee dublă deci perioada pe care se va face medierea este $T_e = \frac{1}{2} T$.

Calculul se poate efectua într-un mod simplificat dacă se consideră că se lucrează cu semnale MF care îndeplinesc condţia de lucru în regim cuasistaţionar faţă de mediere; adică variaţia componentei dependente de modulaţie este neglijabilă în cursul unei perioade T_e $(\Delta\omega.\omega_m << \omega_o^2)$.

Expresia:

$$u_e(t) = \frac{1}{T_e}\int_o^{T_o} u_3(\theta)\, d\theta, \qquad (21)$$

se poate evalua prin precizarea trecerilor prin zero ale funcţiei $u_3(t)$. Urmărind reprezentările grafice date în figura 2-a pentru semnal nemodulat şi în figura 2-b pentru semnal modulat cu $f(t) > 0$, se constată că a doua trecere prin zero, notată cu t_2, este dată de trecerea prin zero corespunzătoare semnalului $u_1(t)$:

$$\omega_o t_2 + \Delta\omega_M \int^{t_2} f(\theta)\, d\theta = \frac{\pi}{2}, \qquad (22)$$

adică t_2 are valoarea:

$$t_2 = \frac{T}{4} = \frac{T_o}{2} \qquad (23)$$

Prima trecere prin zero, notată cu t_1, este dată de prima trecere prin zero a semnalului întârziat:

$$\omega_o t_1 + \Delta\omega_M \int^{t_1} f(\theta)\, d\theta - \Delta\omega_M t_o f(t_1) + \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}. \qquad (24)$$

În condiţiile precizate se poate aproxima:

$$t_1 = \frac{\Delta\omega_M t_o f(t)}{\omega_o + \Delta\omega_M f(t)} \qquad (25)$$

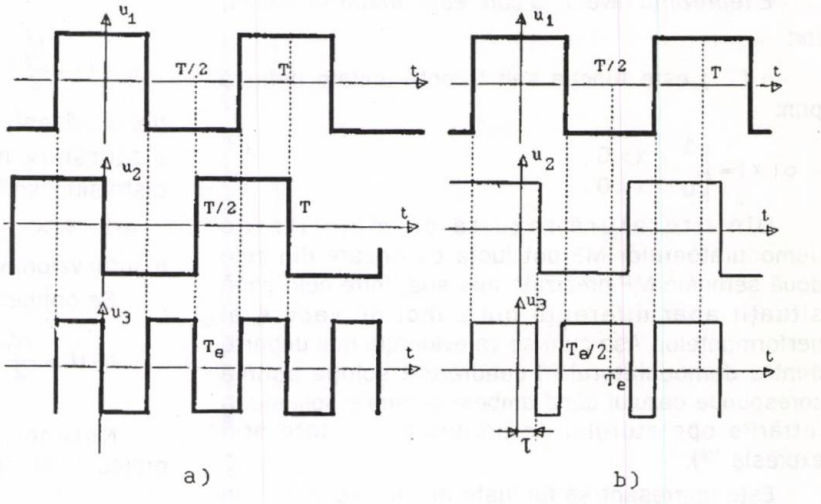


Figura 2

În absenţa modulaţiei se obţine $t_1 = 0$, semnalul $u_3(t)$ are factorul de umplere $\frac{1}{2}$, deci valoarea medie este nulă.

În prezenţa modulaţiei rezultă:

$$u_e(t) = \frac{1}{T_e}\left[\int_o^{t_1} E\, d\theta - \int_{t_1}^{\frac{T_e}{2}} E\, d\theta + \int_{\frac{T_e}{2}}^{T_e} E\, d\theta\right] \approx$$

$$\approx \frac{2E}{\pi}\Delta\omega_M t_o f(t). \qquad (26)$$

Expresia (26) evidenţiază faptul că demodulatorul analizat, în condiţiile precizate, nu introduce distorsiuni neliniare. Semnalul este afectat de distorsiunile datorate limitărilor de regim cuasistaţionar şi de distorsiunile liniare datorate integrării; acestea din urmă sunt puse în evidenţă în cursul analizei demodulatorului cu circuit de întârziere şi detector de anvelopă [1], ele se limitează la o neuniformitate de maximum 1.5 dB dacă este îndeplinită condiţia:

$$t_o < \frac{2}{\omega_{mM}} \qquad (27)$$

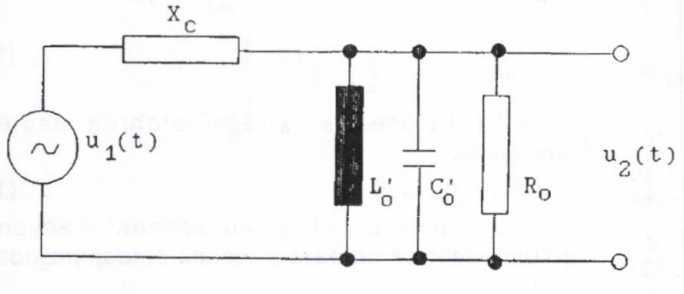


Figura 3

3. DEMODULATOARE ÎN CUADRATURĂ CU CIRCUIT REZONANT DERIVAŢIE

În figura 3 este dată schema unui circuit care poate aproxima circuitul de întârziere în cazul prelucrării semnalelor MF de bandă îngustă. Reactanţa de cuplaj poate fi capacitivă sau inductivă fără ca prin aceasta să apară modificări calitative; în esenţă se modifică semnul defazajului de 90^0. Există şi alte circuite care îndeplinesc aceeaşi funcţie (de exemplu schema

Hiradástechnika

Cím: Telecomunicatii. **Rakt. szám:** E 1741

Alcím:

Közreadó: Asociatia Stiintifica a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. şi al Dapartamentului Postelor şi Telecomunicaţiilor.

Megjelenési hely: Bucureşti.(Ro)

Címváltozások: Utóbb: Posta şi Telecomunicaţii. 1.(15.) anul 1971. No.1-től. Ld. E 1741 alatt.

Főlap, társlap, melléklet:

Meglévő évfolyamok részletezése:

1.anul 1957. 1-6. no. + tj.
2.anul 1958. 1-6. no. + tj.
3.anul 1959. 1-6. no. + tj.
4.anul 1960. 1-6. no. + tj.
5.anul 1961. 1-6. no. + tj.
6.anul 1962. 1-6. no. + tj.

./.

E 1741

Telecomunicații. /Folyt./

7.anul 1963. 1-6. no. + tj.
8.anul 1964. 1-6. no. + tj.
9.anul 1965. 1-12.no. + tj.
10.anul 1966. 1-12. no.+ tj.
11.anul 1967. 1-12. no.+ tj.
12.anul 1968. 1-12. no.+ tj.
13.anul 1969. 1-7, 9-12. no. + tj.
14.anul 1970. 1-12. no. + tj.

Francia, német, angol, orosz nyelvü összefoglalókkal és tartalomjegyzékkel.

Hiradástechnika

RM ISSN 0040-492X

Cím: **Posta şi Telecomunicaţii.** Rakt. szám: **E 1741**

Alcím: **Radiocomunicaţii. Telefonie. Telegrafie. Televiziune.**

Közreadó: **Ministerul Poştelor şi Telecomunicaţiilor şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din R.S.R.**

Megjelenési hely: **Bucureşti.(Ro)**

Címváltozások: **Előbb: Telecomunicaţii. 14.anul 1970.No.12-ig. Ld. E 1741 alatt.**

Folytatás: Revista Transporturilor şi Telecomunicaţiilor. 3.anul 1976. No.1-től. Ld. E 6748 alatt.

Főlap, társlap, melléklet:

Meglévő évfolyamok részletezése:

1.(15.) anul 1971. 1-12. no. + tj.

3.(17.) anul 1973. 1-12. no.

Francia, angol, német és orosz nyelvü összefoglalókkal.

Szállitás Közlekedés Hiradástechnika

Cím: Revista Transporturilor şi Telecomunicaţiilor. Rakt. szám: E 6748

Alcím:

Közreadó: Ministerul Transporturilor şi Telecomunicaţiilor. Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România.

Megjelenési hely: Bucureşti.(Ro)

Címváltozások:

Előzmény: 1. Poşta şi Telecomunicaţii. 3.(17.) anul 1973.No.12-ig. Ld. E 1741 alatt.
2. Revista Căilor Ferate Române. 3.(60.) anul 1973.No.12(779)-ig. Ld. E 1743 alatt.
3. Transporturi Auto, Navale şi Aeriene. 3.(20.) anul 1973.No.12-ig. Ld. E 2272 alatt.

Főlap, társlap, melléklet:

Utóbb: Revista transporturilor ; Revista telecomunicatii

Meglévő évfolyamok részletezése:

(csere)

3.anul 1976. 1-6. no. havi

Angol, francia, német és orosz nyelvü tartalomjegyzékkel.

./.

Revista Transporturilor si Telecomunicatiilor./Folyt./ E 6748

4. anul 1977. 1-6.no.

7. anul 1980. 1-

9. anul 1982. 1-12.no.
10. anul 1983. 1-12.no.
11. anul 1984. 1-12.no.
12. anul 1985. 1-12.no.
13. anul 1986. 1-12.no.
14. anul 1987. 1-12.no.
15. anul 1988. 1-12.no.
16. anul 1989. 1-6.no.

similară cu o pereche de circuite cuplate [4], [7] dar lucrarea de față se limitează la analiza soluției de mai sus.

Prin calcule simple [6] se obține factorul de transfer:

$$H_i(\omega) = \frac{R_o}{X_c\sqrt{1+x^2}}\, e^{j(-\operatorname{arc\,tg} x \pm \frac{x}{2})}, \qquad (28)$$

unde:

- $f_r = \omega_r / 2\pi$; $\omega_r^2 = 1/(C_o L_o)$ reprezintă frecvența de rezonanță a circuitului selectiv; valoarea inductanței L_o sau cea a capcității C_o va ține seama de reactanța de cuplaj atunci când aceasta este inductivă respectiv capacitivă;
- Q - factorul de calitate;
- B - banda de 3 dB;
- variabila ce are expresia:

$$x = \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right) Q \approx \frac{\omega - \omega_r}{\pi B}. \qquad (29)$$

În relația (29) aproximația este valabilă pentru frecvențe apropiate de frecvența de rezonanță; pentru aplicația considerată această condiție este întotdeauna îndeplinită.

Dacă:

$$x < 0{,}2 \quad \text{adică} \quad B_{MF} < 0{,}2\,B \qquad (30)$$

factorul de transfer (28) poate fi exprimat prin:

$$H_i(\omega) \approx \frac{R_o}{X_c}\, e^{j(-\frac{\omega-\omega_r}{\pi B} \pm \frac{\pi}{2})} \qquad (31)$$

deci aproximează un bloc de întârziere având parametrii:

$$\varphi(\omega_r) = \pm\frac{\pi}{2}; \quad t_o = \frac{1}{\pi B}; \quad H_o = \frac{R_o}{X_c}. \qquad (32)$$

Demodulatoarele care folosesc un astfel de circuit de întârziere sunt echipate, de regulă, cu operatoare de produs de tip multiplicator analogic cu ambele intrări neliniare. În acest caz operatorul de produs lucrează și ca un limitator foarte bun dacă nivelul semnalului pe intrarea analizată este ≥ 200 mV_{ef} [5], [8]. În consecință se disting următoarele regimuri de lucru:

- a) demodulatoare cu operatorul de produs lucrând în regim liniar pe ambele intrări; adică amplitudinile ambelor semnale nu depășesc 10 mV_{ef} sau operatorul este ideal iar semnalul de intrare este dat prin expresia (1);
- b) demodulare cu operatorul de produs lucrând în regim de limitare pe ambele intrări;
- c) demodulatoare cu operatorul de produs lucrând în regim liniar pe intrarea cu semnal întârziat și în regim de limitare pe intrarea directă;
- d) demodulatoare cu operatorul de produs lucrând în regim liniar pe intrarea directă și în regim de limitare pentru intrarea cu semnal întârziat.

Analizând cele patru situații se va evidenția că distorsiunile neliniare cele mai mici se obțin pentru regimul de lucru b).

3.1. Demodulatorul în cuadratură în regimul de lucru a)

Presupunând că este îndeplinită condiția de lucru în regim cvasistaționar care pentru un circuit rezonat poate fi exprimată [1], [3] prin:

$$\frac{1}{\beta}\left(\frac{2\Delta f_M}{B}\right)^2 < 0.01, \quad \beta = \frac{\Delta f_M}{f_m}, \qquad (33)$$

și că factorul de transfer al circuitului de întârziere este dat prin expresia (28) semnalul la ieșirea circuitului de întârziere poate fi scris:

$$u_2(t) = \frac{U_o R_o}{X_c\sqrt{1+x^2}} \cos\left(\omega_o t + \right.$$
$$\left. + \Delta\omega_M \int^t f(\theta)\, d\theta - \operatorname{arc\,tg} x \pm \frac{\pi}{2}\right). \qquad (34)$$

Având în vedere că, de regulă, $B_{MF} << f_o$ se poate considera $X_c = X_c(\omega_o) = X_{co}$ = constant.

În cazul unui operator de produs real regimul considerat rezultă atunci când amplitudinea semnalelor aplicate la intrările operatorului de produs îndeplinesc condițiile:

$$U_o < 10\ m\ V_{ef};$$
$$\frac{U_o R_o}{X_{co}\sqrt{1+x^2}} < 10\ m\ V_{ef}, \qquad (35)$$

garantând lucrul în regim liniar.

Semnalul de joasă frecvență obținut după operatorul de produs, semnal care poate fi separat cu ajutorul unui filtru trece jos, este:

$$u_e(t) = \frac{K_m R_o U_o^2}{X_{co}\sqrt{1+x^2}} \sin(\operatorname{arc\,tg} x) = K_m \frac{R_c}{X_{co}} U_o^2\, v(x), \qquad (36)$$

unde s-a introdus notația:

$$v(x) = \frac{\sin(\operatorname{arc\,tg} x)}{\sqrt{1+x^2}} = \frac{x}{(1+x^2)}. \qquad (37)$$

Distorsiunile pot fi puse în evidență, ca și mai înainte, dezvoltând funcția v(x) în serie în jurul valorii x = 0 și particularizând f(t) = cos $\omega_m t$.

Cu calcule simple rezultă:

$$u_e(t) = K_m \frac{R_o}{X_{co}} U_o^2 (x - x^3 + \ldots). \qquad (38)$$

Pentru semnalele MF considerate:

$$x \approx \frac{\omega - \omega_o}{\pi B} = \frac{\Delta \omega_M}{\pi B} \cos \omega_m t = \frac{2 \Delta f_M}{B} \cos \omega_m t . \quad (39)$$

și se deduce factorul de detecție:

$$K_D = \frac{U_e}{\Delta f_M} = \frac{2 K_m R_o U_o^2}{X_{co} B} . \quad (40)$$

Expresia (37) pune în evidență faptul că există numai armonici de ordin impar. Luând în considerație numai armonicile de ordinul trei rezultă:

$$d_3 = \left(\frac{\Delta f_M}{B} \right) . \quad (41)$$

3.2 Demodulatorul în cuadratură în regimul de lucru (b)

Semnalul u_1 (t) aplicat circuitului de întârziere și pe o intrare a operatorului de produs este semnalul limitat dat prin expresia (7). Dacă este proiectat corect circuitul selectiv va extrage componenta fundamentală:

$$u_2 (t) = \frac{4 E}{\pi} \frac{R_o}{X_{co}} \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \cos (\omega_o t + \\ + \Delta \omega_M \int^t f(\theta) \, d\theta - \text{arc } tg\, x + \frac{\pi}{2}) , \quad (42)$$

unde s-a considerat cazul reactanței de cuplaj capacitive iar:

$$x = \frac{\Delta \omega_M}{\pi B} f(t) . \quad (43)$$

Pentru ca operatorul de produs să lucreze în condiții de limitare puternică se pune condiția:

$$\frac{4 E}{\pi} \frac{R_c}{X_{co}} > 200 \, m \, V_{ef} \quad (44)$$

În aceste condiții funcționarea este echivalentă cu cea din cazul când operatorul de produs este ideal și are pe o intrare semnalul (7) iar pe cea de a doua:

$$u_2 (t) = E \left\{ 2\sigma \left[\cos (\omega_o t + \Delta \omega_M \int^t f(\theta) \, d\theta - arctgx + \frac{\pi}{2}) \right] - 1 \right\} \quad (45)$$

Procedând ca în paragraful 2.2 se deduce:

$$u_e (t) = \frac{2 E}{\pi} \text{arc } tg\, x . \quad (46)$$

După dezvoltarea în serie a funcției v(x) = arctg x, rezultă:

$$u_e (t) = \frac{2 E}{\pi} \left[\frac{\Delta \omega_M}{\pi B} f(t) - \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta \omega_M}{\pi B} \right)^3 f^3 (t) + \ldots \right] \quad (47)$$

se determină factorul de detecție:

$$K_d = \frac{2 E}{\pi} \frac{\Delta \omega_M}{\pi B} , \quad (48)$$

Și coeficientul de distorsiuni neliniare de ordinul trei:

$$d_3 = \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta f_M}{B} \right) ; \quad (49)$$

Așadar, spre deosebire de cazul echivalent ideal, aici există și distorsiuni neliniare introduse în procesul de demodulare; este ușor de observat că acestea rezultă în procesul de întârziere realizat cu circuitul selectiv.

3.3 Demodulatorul în cuadratură în regimul de lucru (c)

Comparând acest regim de lucru cu regimul b) se constată că singura diferență constă în condiția:

$$\frac{4 E}{\pi} \frac{R_o}{X_{co}} \le 10 \, m \, V_{ef} , \quad (50)$$

prin care operatorul de produs este menținut în regim de lucru liniar pentru intrarea de semnal întârziat. O asemenea situație poate apărea în urma unei proiectări necorespunzătoare.

Semnalul obținut la ieșirea operatorului de produs:

$$u_3 (t) = u_1 (t) \, . \, u_2 (t) \quad (51)$$

reprezintă produsul între semnalul dreptunghiular (7) care, în cazul că sunt îndeplinite condițiile de lucru în regim cuasistaționar, poate fi, cu o bună aproximație, dezvoltat în serie:

$$u_1 (t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k 4 E}{(2k+1) \pi} \cos [(2k+1) \omega_o t + \\ + (2k+1) \Delta \omega_M \int^t f(\theta) \, d\theta] , \quad (52)$$

și semnalul întârziat (41).

Filtrul trece jos extrage componenta de joasă frecvență care se constituie numai din contribuția componentei fundamentale din dezvoltarea (51); se poate scrie:

$$u_e (t) = \frac{K_m}{2} \left(\frac{4 E}{\pi} \right)^2 \frac{R_o}{X_{co}} \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \sin (\text{arc } tg\, x) . \quad (53)$$

Deci cu excepția unei constante expresia este similară cu (35). În consecință, factorul de detecție este:

$$K_d = K_m \left(\frac{4 E}{\pi} \right)^2 \frac{R_o}{B X_{co}} , \quad (54)$$

iar coeficientul de distorsiuni neliniare de ordinul trei:

$$d_3 = \left(\frac{\Delta f_M}{B} \right)^2 . \quad (55)$$

3.4 Demodulatorul în cuadratură în regimul de lucru (d)

O situație reală corespunzătoare acestui regim de lucru se întâlnește rareori. Semnalul de intrare este sinusoidal, poate fi dat prin expresia (1) și are $U_o \leq 10$ mV_{ef}. Semnalul rezultat după circuitul de întârziere poate fi dat prin expresia (34); se presupune că amplitudinea acestuia îndeplinește condiția:

$$\frac{U_o R_o}{X_{co}\sqrt{1+x^2}} \geq 200\, m\, V_{ef}. \tag{56}$$

Situația este echivalentă cu cea corespunzătoare unui operator ideal care ar avea la una dintre intrări semnalul (1) iar semnalul întârziat ar fi dat prin (45).

În urma unui raționament similar cu cel folosit în paragraful 3.3 rezultă, succesiv, semnalul de joasă frecvență:

$$u_e(t) = \frac{K_m}{2}\left(\frac{4E}{\pi}\right)^2 \frac{R_o}{X_{co}} \sin(\text{arc } tg\, x), \tag{57}$$

factorul de detecție:

$$K_d = \frac{2}{\pi} K_m E U_o, \tag{58}$$

și factorul de distorsiune:

$$d_3 = \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta f_{ef}}{B}\right). \tag{59}$$

4. CONCLUZII

Analiza prezentată pune în evidență faptul că prin introducerea demodulatoarelor în cuadratură în prelucrarea semnalelor cu modulație în frecvență se realizează efectiv un salt calitativ.

Astfel, din punctul de vedere al distorsiunilor neliniare, este pentru prima dată când schema idealizată permite obținerea semnalului demodulat fără distorsiuni neliniare (cel puțin într-o primă aproximație). Trecând la variante reale și considerând regimul optim de lucru care corespunde cazului cu operatorul de produs lucrând în limitare pe ambele intrări, se constată că distorsiunile sunt mai mici decât la discriminatorul de fază și la detectorul de raport. Într-adevăr așa cum se evidențiază în [1], din acest punct de vedere, cele două demodulatoare menționate sunt comparabile cu regimul de lucru sinusoidal fără a lua în considerație efectul detectorului de anvelopă care, la rândul lui, mărește aceste distorsiuni. Dacă se face referire la discriminatorul de amplitudine, în aceleași condiții, factorul de distorsiune este [1], [3]:

$$d_3 = \frac{4}{9}\left(\frac{\Delta f_{ef}}{B}\right), \tag{60}$$

deci, de asemenea, inferior variantei optime.

Este interesant de menționat că performanțele determinate sunt considerabil depășite în cazul realizării circuitului de întârziere cu o pereche de circuite cuplate [3] când distorsiunile neliniare pot scădea cu aproape un ordin de mărime.

Un alt punct de vedere interesant se referă la complexitatea reglajelor; și de data aceasta demodulatorul în cuadratură este net superior. Nu este cazul să luăm în considerație discriminatorul de amplitudine care exact pe baza acestui criteriu a fost eliminat din competiție de discriminatorul de fază. Chiar și acesta din urmă, însă, prezintă reglaje mai complexe față de demodulatorul având circuitul de întârziere realizat cu circuit derivație.

BIBLIOGRAFIE

[1] Constantin I., Marghescu I. - Transmisiuni analogice și digitale, Ed. Tehnică, București 1995.
[2] A. Billoti - FM Detection using a Product Detector, Proc. IEEE, pp. 755 - 758, aprilie 1968.
[3] Cartianu G. - Modulation de frequence, Ed. Dunod, Paris, 1967.
[4] Marghescu I. - FM Quadrature demodulator, Simpozionul de Electronică și Telecomunicații, Timișoara, 1994.
[5] Clarke K., Hess D. - Communications Circuits, Addison - Wessley Publishing co., London, 1973.
[6] Constantin I., Ceapă I. - Circuite selective, Litografia IPB, 1987.
[7] Marinescu N. - Radioreceptoare cu circuite integrate, Ed. Tehnică, București, 1985.
[8] Marghescu I., Zamfirescu D. - Radiotehnica, partea I-a, Institutul Politehnic București, 1983.

Moduri de implementare ale buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL) - partea a II-a

As. ing. Octavian Fratu, As. ing. Simona Halunga *

Cuvinte cheie: sistem cu spectru împrăștiat, buclă DLL, coerent, necoerent, jitter de urmărire.

Lucrarea analizează principalele moduri de implementare ale buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL) în versiunile coerentă și necoerentă. Pentru fiecare caz se determină valoarea jitterului de urmărire și pierderile datorate ridicării la pătrat. În final cele două structuri sunt comparate din punct de vedere al rezultatelor obținute în prezența zgomotului.

Pentru transmisiunile cu spectru împrăștiat una din problemele cele mai dificile constă în sincronizarea secvenței de cod generată local la recepție, cu cea utilizată pentru împrăștierea semnalului. Această operație se poate face în două etape: o sincronizare inițială (achiziția), ce are ca scop reducerea diferenței dintre cele două secvențe de cod la mai puțin de o jumătate de perioadă de tact al codului și care se realizează odată cu stabilirea legăturii între corespondenți. Achiziția este urmată de sincronizarea fină (urmărirea), care reduce decalajul menționat dintre cele două secvențe de cod. Una din configurațiile cunoscute pentru sincronizarea fină este cea a buclei de urmărire cu calare prin întârziere (Delay Locked Loop - DLL) [1, 2].

În prima parte a articolului [3] s-au studiat variantele de implementare ale buclei DLL coerente și necoerente: s-au dedus ecuațiile care stau la baza modelului liniar, expresia caracteristicii discriminatorului (curba în S) precum și ecuațiile integro-diferențiale de funcționare ale acestora. În finalul articolului s-a făcut o analiză comparativă a acestor variante din punct de vedere al complexității structurii și al formei caracteristicii pentru diferite valori ale decalajului dintre codul în avans și cel în întârziere. S-au desprins astfel unele concluzii privind comportarea acestora în prezența unui zgomot redus și a unei amplificări mari în buclă, precum și privind capacitățile de urmărire și de prindere în sincronism, fără a face însă apel la o analiză în planul fazelor.

În cele ce urmează se vor studia performanțele variantelor de implementare propuse în prezența zgomotului, calculându-se jitterul de urmărire în cele două cazuri.

1. BUCLA DLL NECOERENTĂ

Pentru calculul jitterului de urmărire trebuie evaluată într-o primă instanță funcția medie de autocorelație a zgomotului aditiv echivalent. Reamintim că, folosind notațiile introduse în prima parte a articolului, s-a dedus:

$$e(t) = y_-^2(t) - y_+^2(t) =$$

$$= S K_m^2 \hat{m}^2(t-\tau) D(\varepsilon_t) + K_m^2 n_e(t, \varepsilon_t), \quad (1)$$

unde:

$$D(\varepsilon_t) = R_{PN-}^2(\varepsilon_t) - R_{PN+}^2(\varepsilon_t),$$

$$n_e(t, \varepsilon_t) = \hat{N}_{c-}^2(t) - \hat{N}_{c+}^2(t) + \hat{N}_{s-}^2(t) - \hat{N}_{s+}^2(t) +$$

$$+ 2\sqrt{S}\,\hat{m}(t-\tau)[R_{PN+}(\varepsilon_t)\hat{N}_{c-}(t) - R_{PN-}(\varepsilon_t)\hat{N}_{c+}(t)],$$

$$\hat{N}_{c\pm}(t) = H_l(p)[c(t-\tau' \pm \varepsilon_t) N_c(t)],$$

$$\hat{N}_{s\pm}(t) = H_l(p)[c(t-\tau' \pm \varepsilon_t) N_s(t)]. \quad (2)$$

$N_c(t)$ și $N_s(t)$ reprezintă componentele în fază, respectiv în cuadratură ale zgomotului; m(t) semnifică semnalul modulator pentru informația de date; $R_{PN}+-(\varepsilon_t)$ reprezintă funcția de autocorelație a codului de împrăștiere, decalată în avans, respectiv, întârziată cu ε_t, codul fiind considerat de tip secvență maximală [2], iar $H_l(p)$ este operatorul asociat echivalentului de joasă frecvență al filtrului H(p). S-au mai utilizat notațiile, pentru a indica un semnal filtrat și τ' pentru valoarea estimată a întârzierii tactului secvenței de cod.

Cu acestea, funcția medie de autocorelație a zgomotului echivalent $n_s(t,\varepsilon_t)$ se obține, după efectuarea calculelor, ca fiind:

* Universitatea "Politehnica" din București

$$R_e(\theta,\varepsilon_t) \triangleq \overline{n_e(t,\varepsilon_t)\cdot n_e(t+\theta,\varepsilon_t)} = 8R_{\hat{N}}^2(\theta) + 4SR_{\hat{m}}(\theta)R_{\hat{N}}(\theta)f(\varepsilon_t), \quad (3)$$

unde:

$$R_{\hat{N}}(t) = \frac{N_o}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|H_l(\omega)\right|^2 e^{j\omega t}d\omega,$$

$$R_{\hat{m}}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_m(\omega)\left|H_l(\omega)\right|^2 e^{j\omega t}d\omega, \quad (4)$$

iar:

$$f(\varepsilon_t) \triangleq R_{PN+}^2(\varepsilon_t) + R_{PN-}^2(\varepsilon_t) = \begin{cases} 0; & \varepsilon_t \le -1-\frac{1}{N} \\ \left(1+\frac{1}{N}+\varepsilon_t\right)^2; & -1-\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le -1+\frac{1}{N} \\ 2\left[\frac{1}{N^2}+(1+\varepsilon_t)^2\right]; & -1+\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le -\frac{1}{N} \\ 2\left[\left(1-\frac{1}{N}\right)^2+\varepsilon_t^2\right]; & \left|\varepsilon_t\right| \le \frac{1}{N} \\ 2\left[\frac{1}{N^2}+(1-\varepsilon_t)^2\right]; & \frac{1}{N} < \varepsilon_t \le 1-\frac{1}{N} \\ \left(1+\frac{1}{N}-\varepsilon_t\right)^2; & 1-\frac{1}{N} < \varepsilon_t \le 1+\frac{1}{N} \\ 0; & \varepsilon_t > 1+\frac{1}{N} \end{cases} \quad (5)$$

Cum lărgimea de bandă a filtrului de buclă se presupune a fi mică în comparaţie cu cea a zgomotului echivalent, se poate considera că densitatea spectrală medie de putere a acestuia se poate considera constantă în această bandă [4, 5] şi dată (pentru frecvenţe pozitive) de:

$$N_e(\varepsilon_t) = 2\int_{-\infty}^{\infty}R_e(\theta,\varepsilon_t)d\theta = \frac{2N_o^2}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|H_l(\omega)\right|^4 d\omega + \frac{2SN_o}{\pi}f(\varepsilon_t)\int_{-\infty}^{\infty}S_m(\omega)\left|H_l(\omega)\right|^4 d\omega. \quad (6)$$

Notând în continuare cu:

$$K_L = \frac{\int_{-\infty}^{\infty}\left|H_l(\omega)\right|^4 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty}\left|H_l(\omega)\right|^2 d\omega}, \quad M_4 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_m(\omega)\left|H_l(\omega)\right|^4 d\omega, \quad B_H = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left|H_l(\omega)\right|^2 d\omega, \quad (7)$$

relaţia (6) devine:

$$N_e(\varepsilon_t) = 2SN_o\left[2M_4 f(\varepsilon_t) + 2\frac{K_L}{\rho_H}\right], \quad (8)$$

unde $\rho_H = S/(N_oB_H)$ este raportul semnal/zgomot în banda filtrului trece bandă.

Considerând că bucla funcţionează în zona liniară putem înlocui:

$$D_n(\varepsilon_t) = \frac{1}{\eta}\left(R_{PN-}^2(\varepsilon_t) - R_{PN+}(\varepsilon_t)\right) = \varepsilon_t, \quad f(\varepsilon_t) = 2\left[\left(1-\frac{1}{N}\right)^2+\varepsilon_t^2\right] = 2\left[\frac{\eta^2}{16}+\varepsilon_t\right], \quad (9)$$

(unde $\eta = 4(N-1)/N$ este panta caracteristicii $D(\varepsilon_t)$ adiscriminatorului în origine) iar ecuaţia integro-diferenţială de funcţionare (similară unui circuit PLL) devine:

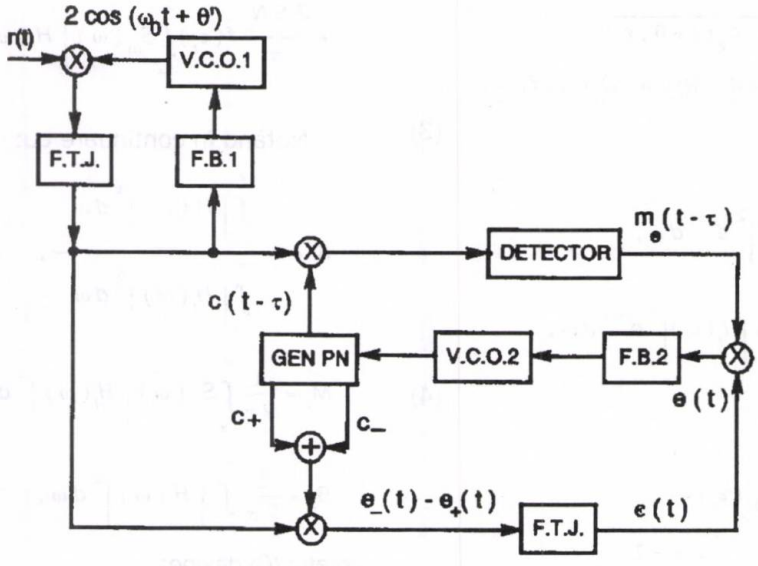
$$\dot{\varepsilon}_t = \frac{\dot{\tau}}{T_c} - KF(p)SM_2\eta\left[\varepsilon_t + \frac{1}{\eta SM_2}n_e(t,\varepsilon_t)\right], \quad (10)$$

unde K este amplificarea în buclă, F(p) este funcţia de transfer a filtrului de buclă, iar cu semnul $\dot{}$ deasupra unei mărimi s-a notat variaţia acesteia în raport cu timpul. De asemenea, s-a notat cu:

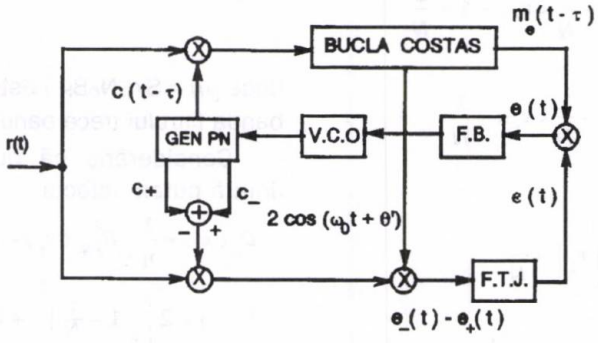
$$M_2 \triangleq \overline{<m_2^2(t)>} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_m(\omega)\left|H_l(\omega)\right|^2 d\omega, \quad (11)$$

media statistică şi temporală a puterii semnalului de date la ieşirea filtrului trece bandă.

Presupunând în continuare că $\dot{\tau} = 0$, se poate considera că în condiţii de urmărire media temporală a variabilei $\dot{\varepsilon}_t$ este nulă, astfel că dacă lărgimea de bandă a filtrului de buclă (definită doar



a)



b)

Figura 1 - Bucla DLL coerentă cu decizie în buclă
a) cu translație în banda de bază
b) cu urmărire în radiofrecvență

pentru frecvențe pozitive) este B_L (mult mai mică decât cea a zgomotului echivalent), jitterul de urmărire rezultă imediat [4, 5]:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \overline{\varepsilon_t^2} = \frac{\overline{N_e(\varepsilon_t)}\, B_L}{\eta^2 S^2 M_2^2} \qquad (12)$$

unde supralinierea reprezintă medierea statistică după ε_t. Din relațiile (10) și (12) se obține:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{N_o B_L}{2 S M_2^2}\left[M_4\left(1 + \frac{16}{\eta^2}\sigma_\varepsilon^{22}\right) + \frac{8 K_L}{\rho_H \eta^2}\right], \qquad (13)$$

deci:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{1}{2\rho} \cdot \frac{M_4 + \dfrac{8 K_L}{\rho_H \eta^2}}{M_2^2\left[1 - \dfrac{8}{\eta^2 \rho}\left(\dfrac{M_4}{M_2^2}\right)\right]}. \qquad (14)$$

unde $\rho = S/(N_o B_L)$ este raportul semnal/zgomot în banda buclei. Cum, pentru a fi valabilă aproximarea liniară trebuie ca $\rho >> 1$, relația (14) se poate scrie simplificat:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{1}{2\rho} \cdot \frac{M_4 + \dfrac{8 K_L}{\rho_H \eta^2}}{M_2^2} \triangleq \frac{1}{2\rho S_L}, \qquad (15)$$

unde s-a notat cu:

$$S_L \triangleq \frac{M_2^2}{M_4 + K_L \dfrac{B_H N_O}{2 S}\left(\dfrac{N}{N-1}\right)^2}, \qquad (16)$$

"pierderile datorate ridicării la pătrat" care reprezintă raportul dintre componentele de tip (semnal x semnal) și (semnal x zgomot) + (zgomot x zgomot).

2. BUCLA DLL COERENTĂ

Inexistența blocurilor de ridicare la pătrat din schema buclei DLL coerente oferă atât avantaje cât și dezavantaje. Un dezavantaj major este acela că înaintea filtrului de buclă trebuie introdus un circuit de înmulțire cu datele estimate (circuit cu decizie în buclă); deoarece estimarea se face cu anumite erori, acest lucru afectează valarea jitterului de urmărire. Avantajul major constă în faptul că în expresia zgomotului echivalent nu mai apar termeni de tipul (semnal x zgomot) și (zgomot x zgomot), specifici structurilor cu circuite de ridicare la pătrat, ceea ce arată că jitterul de urmărire va fi în ansamblu mai mic. De asemenea, folosind circuitul de decizie în buclă, diferența dintre nodurile în avans și în întârziere ale codului generat local se poate face înaintea corelării cu semnalul recepționat: aceasta duce la micșorarea numărului de blocuri și la eliminarea riscului de a avea dezechilibru între canale. În consecință, pentru calculul jitterului de urmărire vom folosi una dintre structurile din figura 1.

Similar celor prezentate pentru bucla DLL necoerentă, semnalul eroare este dat de:

$$\varepsilon(t) = \sqrt{S}\, K_m \hat{m}(t-\tau)\, D_v(\varepsilon_t) + K_m \hat{n}_{ve}(t), \tag{17}$$

unde:

$$\hat{m}(t-\tau) = H(p)[m(t-\tau)],$$
$$D_v(\varepsilon_t) = R_{PN-}(\varepsilon_t) - R_{PN+}(\varepsilon_t),$$
$$\hat{n}_{ve}(t) = H(p)[N_c(t)(\alpha(t-\tau'-\delta) - \alpha(t-\tau'+\delta))] \tag{18}$$

iar H(p) este operatorul ce indică trecerea prin filtrul trece jos. Se remarcă că $n_{ve}(t)$ nu depinde de datele de intrare, deci nici de ε_t.

După înmulțirea cu semnalul estimat de date $m_e(t-\tau)$ se obține semnalul eroare de buclă:

$$e(t) = \sqrt{S}\, K_m^2 \hat{m}(t-\tau)\, m_e(t-\tau)\, D_v(\varepsilon_t) +$$
$$+ K_m^2 \hat{n}_{ve}(t)\, m_e(t-\tau) =$$
$$= \sqrt{S}\, K_m^2 \hat{m}(t-\tau)\, m(t-\tau)\, D_v(\varepsilon_t) + K_m^2 n_e(t, \varepsilon_t), \tag{19}$$

unde zgomotul echivalent este:

$$n_e(t, \varepsilon_t) = \sqrt{S}\, \hat{m}(t-\tau)\, e_m(t-\tau)\, D_v(\varepsilon_t) +$$
$$+ \hat{n}_{ve}(t)\, m_e(t-\tau), \tag{20}$$

cu:

$$e_m(t-\tau) = m_e(t-\tau) - m(t-\tau). \tag{21}$$

Primul termen indică contribuția erorii de estimare a datelor la recepție, iar al doilea contribuția zgomotului din canalul de transmisiune.

Întrucât:

$$E\{N_c(t)\, n_c(t+\theta)\} = N_o \delta(\theta), \tag{22}$$

unde E { } semnifică medierea statistică, pe baza proprietăților de corelație ale codului rezultă funcția medie de autocorelație a zgomotului datorată canalului:

$$\overline{E\{n_{ve}(t)\, n_{ve}(t+\theta)\}} = 2N_o[1 - R_{PN}(2\delta)]\delta(\theta) =$$
$$= \begin{cases} 2N_o\left(1 + \dfrac{1}{M}\right); & pt \quad N < 2 \\ 4N_o \dfrac{1}{N}\left(1 + \dfrac{1}{M}\right); & pt \quad N \geq 2 \end{cases} \tag{23}$$

unde NT_c este perioada de repetiție a codului pseudoaleator și $N = T_c / \delta$.

După trecerea prin filtrul trece jos funcția medie de autocorelație este:

$$R_{\hat{N}_v} = 2N_o[1 - R_{PN}(2\delta)]\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 e^{j\omega\theta}\, d\omega. \tag{24}$$

Funcția medie de autocorelație se obține, după o serie de calcule, ca fiind:

$$R_e(\theta, \varepsilon_t) \triangleq \overline{E\{n_e(t, \varepsilon_t)\, n_e(t+\theta, \varepsilon_t)\}} =$$
$$= 4SP_e(\varepsilon_t) R_{m\hat{m}}(\theta) D_v^2(\varepsilon_t) + R_{\hat{N}_v}(\theta), \tag{25}$$

unde:

$$R_{m\hat{m}}(\theta) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_m(\omega) H(\omega) e^{j\omega t}\, d\omega, \tag{26}$$

este funcția medie de intercorelație dintre semnalul de date filtrat și cel nefiltrat. $S_m(\omega)$ este densitatea spectrală medie de putere a semnalului de date m (t), iar:

$$P_e(\varepsilon_t) = Q\left(R_{PN}(\varepsilon_t T_c)\sqrt{\frac{2ST_s}{N_o}}\right), \tag{27}$$

este probabilitatea de eroare în estimarea datelor. S-a folosit notația:

$$Q(x) = \frac{1}{2\pi}\int_x^{\infty} E^{-\frac{u^2}{2}}\, du, \tag{28}$$

pentru funcţia complementară a erorii asociată distribuţiei normale standard.

Similar analizei de la bucla DLL necoerentă, lărgimea de bandă a filtrului de buclă este mică în comparaţie cu cea a zgomotului echivalent, astfel încât se poate considera că densitatea spectrală medie de putere a zgomotului este constantă în banda filtrului de buclă, fiind dată pentru frecvenţe pozitive de relaţia:

$$N_e(\varepsilon_t) = 2\int_{-\infty}^{\infty} R_e(\theta, \varepsilon_t)\, d\theta =$$

$$= 8\, S\, P_e(\varepsilon_t)\, D_v^2(\varepsilon_t)\, S_m(0) + 4\, N_0 [1 - R_{PN}(2\delta)], \quad (29)$$

cu menţiunea că H (0) = 1.

Considerând că bucla funcţionează în zona liniară, rezultă:

$$D_v(\varepsilon_t) = \frac{1}{\eta}\left(R_{PN-}(\varepsilon_t) - R_{PN+}(\varepsilon_t)\right) = \varepsilon_t \; ; \; \eta = 2, \quad (30)$$

iar ecuaţia integro - diferenţială de funcţionare a buclei DLL coerente devine:

$$\dot{\varepsilon}_t = \frac{\dot{\tau}}{T_c} - k\, F(p)\sqrt{S}\, M_1\, \eta \left[\varepsilon_t + \frac{1}{\eta\sqrt{S}\, M_1} n_e(t, \varepsilon_t)\right], \quad (31)$$

unde:

$$M_1 =_{\Delta} \overline{\langle \hat{m}(t)\, m(t) \rangle} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_m(\omega)\, |H(\omega)|\, d\omega, \quad (32)$$

este medie atât statistică cât şi temporală a semnalului util la intrarea filtrului de buclă.

Considerâ!nd aceleaşi ipoteze ca şi în cazul buclei DLL necoerente analizate anterior, jitterul de urmărire rezultă:

$$\sigma_\varepsilon^2 = \overline{\varepsilon_t^2} = \frac{\overline{N_e(\varepsilon_t)}\, B_L}{\eta^2\, S\, M_1^2}, \quad (33)$$

unde supralinierea reprezintă medierea statistică după ε_t. Presupunând că ε_t este suficient de mic astfel încât să se poată face aproximarea:

$$P(\varepsilon_t) = P(0) = q\left(\sqrt{\frac{2\, S\, T_s}{N_0}}\right), \quad (34)$$

rezultă, din (31), (33) şi (34):

$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{B_L}{\eta^2\, S\, M_1^2}\left[8\, S\, Q\left(\sqrt{\frac{2\, S\, T_s}{N_0}}\right)\eta^2\, \sigma_\varepsilon^2\, S_m(0) + \right.$$

$$\left. + 4\, N_0 (1 - R_{PN}(2\delta))\right] \quad (35)$$

deci:

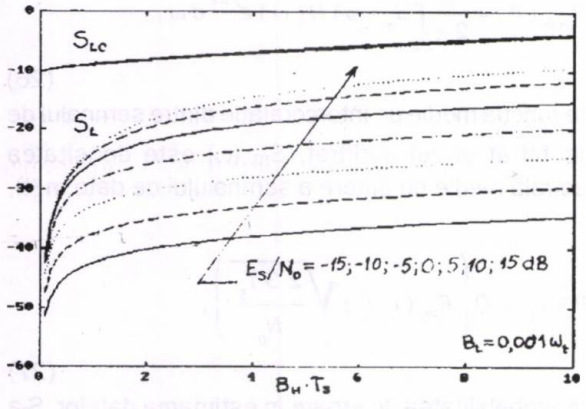
$$\sigma_\varepsilon^2 = \frac{4[1 - R_{PN}(2\delta)]}{\eta^2 M_1^2 \rho\left[1 - 8\, S_m(0)\frac{B_L}{M_1^2}\, Q(\sqrt{2\, T_s \rho\, B_L})\right]} = \frac{1}{2\rho S_{LC}} \quad (36)$$

unde:

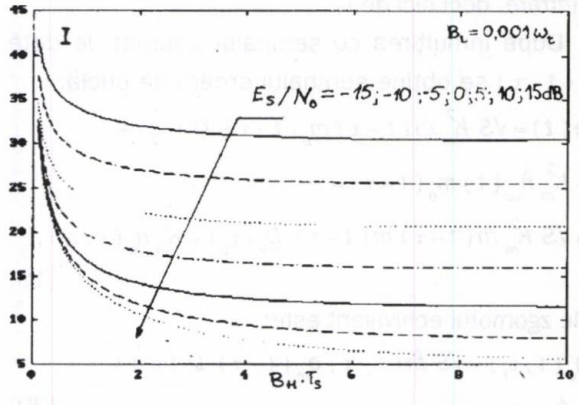
$$S_{LC} = \frac{\eta^2 M_1^2\left[1 - 8\, S_m(0)\frac{B_L}{M_1^2}\, Q(\sqrt{2\, T_s \rho\, B_L})\right]}{8[1 - R_{PN}(2\delta)]}. \quad (37)$$

3. REZULTATE NUMERICE

Pentru a putea compara performanţele buclelor DLL coerente şi necoerente din punct de vedere al

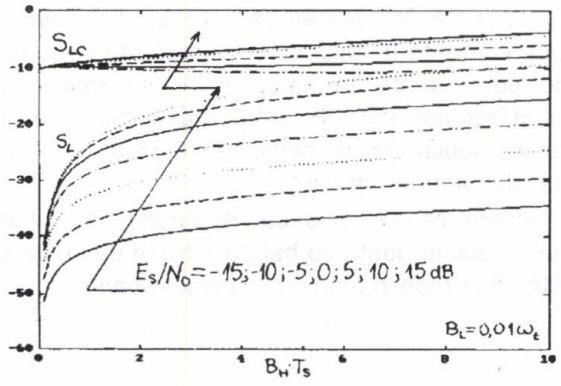


/fig. 2a/

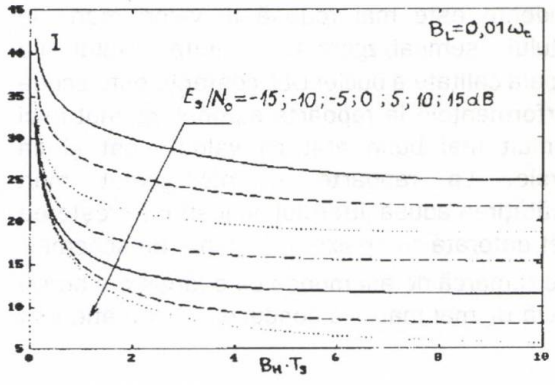


/fig. 2b/

Figura 2:
S_L, S_{LC} (a) şi I (b) pentru B_L = 0.001 ω_t



/fig. 3a/



/fig. 3b/

Figura 3 - S_L, S_{LC} (a) şi I (b) pentru $B_L = 0{,}01\ \omega_t$

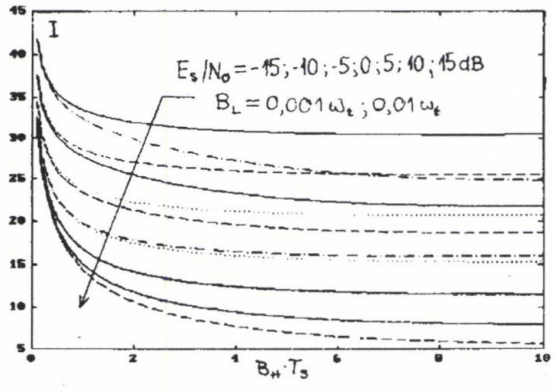


Figura 4
Îmbunătăţirea I adusă de bucla coerentă pentru
$B_L = 0{,}001\ \omega_t$ şi $B_L = 0{,}01\ \omega_t$

jitterului de urmărire, s-a ales ca exemplu un semnal de tip BPSK, care are densitatea spectrală de putere:

$$S_m(\omega) = T_s\, sinc^2\left(\frac{\omega T_s}{2}\right),$$

(38)

unde T_S este perioada tactului de simbol, respectiv al unui filtru Butterworth de ordinul I, cu caracteristica normată:

$$\left|H(\omega)\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega-\omega_c}{\omega_t}\right)^2}},$$

(39)

şi cu echivalentul de joasă frecvenţă:

$$\left|H_{JF}(\omega)\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}$$

(40)

Rezultă $B_H = 1/2$ şi $K_L = 1/2$. Studiul s-a realizat în condiţiile unui raport semnal/zgomot măsurat după operaţia de împachetare spectrală:

$$RSZ = \frac{ST_s}{N_o} \qquad (41)$$

cu valori cuprinse între - 15 dB şi 15 dB, cu pasul de 5 dB.

Întrucât în cazurile de interes practic banda filtrului de buclă (B_L) este mult mai mică decât cea a filtrului H (ω) (B_H), s-au studiat două cazuri: $B_L = 0{,}01\ \omega_t$ şi $B_L = 0{,}001\ \omega_t$. Rezultatele obţinute pentru mărimile S_L şi S_{LC} la diferite valori ale rapoprtului T_S/B_H, precum şi îmbunătăţirile $I = S_{LC} / S_L$ aduse de bucla coerentă comparativ cu cea necoerentă au fost reprezentate în figurile 2 şi 3, iar în figura 4 este arătat efectul lărgimii benzii de buclă asupra îmbunătăţirii.

4. CONCLUZII

Versiunea coerentă de implementare a buclei DLL, deşi mult mai complexă din punct de vedere constructiv, conduce la un jitter de urmărire mai mic, după cum se poate vedeadin figurile 2a şi 3a (jitterul de urmărire fiind invers proporţional cu mărimile S_L şi S_{LC}). Acest lucru este jusificat de faptul că S_L depinde în principal de B_H, iar S_{LC} de B_L care este mult mai mic. Datorită faptului că dependenţa mărimii S_{LC} de raportul semnal/zgomot (RSZ) se face prin intermediul funcţiei complementare a erorii Q (x), influenţa acestuia este foarte mică, contrar cazului buclei

DLL necoerente. Şi în acest al doilea caz dependenţa este mai redusă la valori mari ale raportului semnal/zgomot. Rezultă faptul că principala calitate a buclei DLL coerente este aceea că performanţele la rapoarte semnal/zgomot mici sunt mult mai bune atât ca valoare cât şi ca dispersie. La rapoarte semnal/zgomot mari îmbunătăţirea adusă jitterului nu justifică creşterea de preţ datorată complexităţii mai mari a schemei.

Se remarcă de asemenea că o lărgime a benzii de buclă B_L mai mare va conduce la o variaţie mai puternică a mărimii S_{LC} pentru bucla DLL coerentă. În consecinţă îmbunătăţirea adusă de folosirea buclei coerente în locul celei necoerente este mai puţin concludentă la valori mici ale raportului semnal/zgomot (fig. 4). Influenţa lărgimii benzii filtrului de buclă devine neglijabilă la valori mari ale raportului semnal/zgomot.

Evident, ca la orice circuit de tip PLL, jitterul de urmărire scade odată cu banda filtrului de buclă şi creşte când raportul semnal/zgomot scade.

BIBLIOGRAFIE

[1]. R.C. Dixon - "Spread Spectrum Systems" - John Wiley and Sons, New York, 1976.

[2]. J.K. Holmes - "Coherent Spread Spectrum Systems" - John Willey and Sons, New York, 1982.

[3]. S. Halunga, O. Fratu - Moduri de implementare ale buclei de urmărire cu calare prin întârziere (DLL), partea I - Telecomunicaţii. An XXII, nr. 1, 1995.

[4]. M.K. Simon - "Noncoherent pseudonoise code tracking performance of spread spectrum receivers" - IEEE Trans. on Comm., COM-25, January, 1977.

[5]. W. C. Lindsey - "Synchronization Systems in Communications and Control" - Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1972.

[6]. W.J. Gill - "A comparison of binary delay - lock implementations" - IEEE Trans. Aerosp. and Electrical Syst., AES-2, July, 1966.

Asupra determinării unei drepte de regresie

Dr. mat. Dănuț I. Marcu *

Cuvinte cheie: metoda celor mai mici pătrate, dreaptă de regresie, program calculator.

Se prezintă o metodă foarte simplă, însoțită de un program calculator, pentru determinarea unei drepte de regresie [2], metoda regresiei liniare fiind des folosită în studiile de trafic telefonic [1, 3].

Fie funcția $y = f(x)$, dată prin tabela de valori:

x_i	x_o $x_1 \ldots x_n$
$f(x_i)$	y_o $y_1 \ldots y_n$

Se cere să se aproximeze funcția printr-un polinom de gradul $m < n$:

$$f(x) \approx a_o + a_1 x + a_2 x^2 + \ldots + a_m x^m = p_m(x) ,$$

astfel încât abaterea medie pătratică, și deci suma

$$S = \sum_{i=o}^{n} (y_i - (a_o + a_1 x_i + \ldots + a_m y_i^m))^2$$

să fie minimă. Această metodă, imaginată mai întâi de Gauss, poartă numele de metoda celor mai mici pătrate. Cazul cel mai simplu îl constituie aproximarea funcției $y = f(x)$ printr-un polinom de gradul întâi $ax + b$, reprezentând geometric o dreaptă (dreapta de regresie).

Se impune deci ca abaterea

$$S(a, b) = \sum_{i=o}^{n} (y_i - a x_i - b)^2$$

să fie minimă.

Condițiile necesare de extrem, impuse funcției de două variabile $S(a, b)$, conduc la

$$\frac{\partial S}{\partial a} = -2 \sum_{i=o}^{n} x_i (y_i - a x_i - b) = 0 ,$$

$$\frac{\partial S}{\partial b} = -2 \sum_{i=o}^{n} 1 \cdot (y_i - a x_i - b) = 0 .$$

Aceste ecuații pot fi rescrise astfel:

$$(n+1) + a \sum_{i=o}^{n} x_i = \sum_{i=o}^{n} y_i ,$$

$$b \sum_{i=o}^{n} x_i + a \sum_{i=o}^{n} x_i^2 = \sum_{i=o}^{n} x_i y_i .$$

Introducând notațiile

$$u_o = n + 1 ,$$

$$u_1 = \sum_{i=o}^{n} x_i , \quad u_2 = \sum_{i=o}^{n} x_i^2 , \quad v_o = \sum_{i=o}^{n} y_i , \quad v_1 = \sum_{i=o}^{n} x_i y_i$$

se obține soluția sistemului de mai sus, sub forma

$$a = \frac{u_o v_1 - u_1 v_o}{u_o u_2 - u_1^2} ,$$

$$b = \frac{u_2 v_o - u_1 v_1}{u_o u_2 - u_1^2} .$$

Se verifică ușor că numitorul $u_o u_2 - u_1^2$ este diferit de zero. Calculăm acum derivatele parțiale de ordinul doi, pentru funcția abatere:

$$\frac{\partial^2 S}{\partial b^2} = 2 u_o ,$$

$$\frac{\partial^2 S}{\partial a^2} = 2 u_2 ,$$

$$\frac{\partial^2 S}{\partial b \partial a} = 2 u_1 .$$

Se observă că primele două derivate parțiale de ordinul doi sunt pozitive. În plus, deoarece

$$\left(\frac{\partial^2 S}{\partial b \partial a} \right)^2 - \frac{\partial^2 S}{\partial b^2} \cdot \frac{\partial^2 S}{\partial a^2} =$$

$$= (2 u_1)^2 - 2 (n+1)(2 u_2) =$$

$$= 4 (u_1^2 - u_o u_2) < o ,$$

* Direcția de Telecomunicații București

rezultă că soluţia sistemului conduce, pentru funcţia abatere S, la o valoare extremă, şi anume, la o valoare minimă.

Exemplu numeric

Se dă funcţia:

x_i	-1	0	1	2
$f(x_i)$	1	0	1	4

Se cere să se determine dreapta de regresie ce aproximează funcţia de mai sus.

Sistemul de ecuaţii, ce determină coeficienţii a şi b ai dreptei de regresie, devine, în acest caz:

$$\begin{cases} 4b + 2a = 6 \\ 2b + 6a = 8 \end{cases}$$

Se obţine soluţia sistemului a = 1, b = 1. Deci, dreapta de regresie cerută este

$y = x + 1$.

Cele prezentate mai sus sunt rezumate în programul calculator REGRES.

```
C
C                Numele programului : REGRES
C                Data elaborării : 7 iulie 1994
C                Autor : Dr. mat. Dănuţ Marcu
C
C
C                        ********
C
C          Acest program a fost implementat pe un  PC/AT LASER 486SX,
C          folosind compilatorul  IBM FORTRAN/2.
C
C                        *********
C
C          Programul REGRES determină, pe baza unei tabele de valori,
C               ordonata dreptei de regresie, într-un punct dat, unde:
C                    N  =  numărul de puncte ale tabelei de valori ;
C                    X  =  vector ce conţine valorile X(I) din tabelă;
C                    Y  =  vector ce conţine valorile Y(I) din tabelă;
C     XC = punctul în care se cere să se calculeze ordonata dreptei de regresie;
C                  YC=  valoarea calculată a ordonatei dreptei de regresie ;
C
      DIMENSION  X ( 10000 )
      DIMENSION Y (10000 )
      PRINT '( '' ------ '' )'
```

```
      PRINT '( '' I * SE INTRODUC DATELE NECESARE CALCULULUI * I '' )'
      PRINT ' (''------'' // )'
      PRINT ' (''  N = '' )'
      READ ( *, * )  N
      PRINT ' (''  *  valorile vectorului  X  *'' )'
      PRINT ' (''  -----'' // )'
      PRINT ' (''  *  valorile vectorului  Y  *'' )'
      PRINT ' (''  -----'' // )'
      READ ( *,* )  ( Y ( I ) , I = 1, N )
      PRINT ' (''  XC  =  '' )'
      READ ( *,* )  XC
      U0 = N
      U1 =  0
      U2  =  0
      V0  =  0
      V1  =  0
      DO  2  I = 1, N
      U1  =  U1 + X ( I )
      U2  =  U2 + X ( I ) ** 2
      V0  =  V0 + Y ( I )
2     V1  =  V1 + X ( I ) * Y ( I )
C     ------------------------------------------------
C     Ecuația dreptei de regresie este Y = A *X + B
C
      A = ( U0 * V1 - U1 * V0 ) / ( U0*U2 - U1**2 )
      B = ( U2*V0 - U1*V1 ) / ( U0*U2 - U1**2 )
C     ---------- ---------------------------------------
      WRITE ( *,4 )  A,B
4     FORMAT ( ' ',' COEFICIENȚII DREPTEI DE REGRESIE SUNT ',2( F18.8,2X ),/ )
      YC = A*XC+B
      WRITE ( *,3 )  XC, YC
3     FORMAT ( '  ',' XC =  ',F18.8,' ----> ','YC = ',F18.8 )
      STOP
      END
```

ANEXĂ

În cadrul acestei anexe, vom arăta cum se utilizează, efectiv, metoda regresiei liniare, pentru prognozele de trafic telefonic.

Să presupunem că, între două zone, traficul telefonic (y), în perioada (x), 1990 - 1993, a înregistrat valorile (în erlangi) trecute în tabelul de mai jos.

x	1990	1991	1992	1993
y	57	60	75	90

Se cere să se efectueze prognoza evoluției traficului telefonic, între aceste două zone, pentru perioada 1994 - 1996.

Rulând programul REGRES (N = 4), obținem ecuația dreptei de regresie:

$y = 11{,}4x + 42$,

de unde, pentru x = 5, 6, 7, rezultă tabelul:

x	1994	1995	1996
y	99	110,4	121,8

BIBLIOGRAFIE

[1]. G. Hébuterne, **Traffic Flow in Switching Systems**, Artech House, Norwood, MA, 1987.

[2]. I. Todoran, **Răspunsuri Posibile - Corelație și prognoză**, Editura Dacia, Cluj - Napoca, 1989.

[3]. BT Telconsult, **Romania Cost Optimisation Project - Traffic, Engineering Study** (Task 2), Bucharest, January, 1993.

Optimizarea rețelelor SDH

Alcatel CIT

În strânsă colaborare cu clienții săi, ALCATEL propune o asistență optimizării rețelelor de transmisie sincronă. Bazată pe instrumente puternice, această asistență permite ALCATEL - ului să propună utilizatorilor arhitecturii de rețele, care să corespundă nevoilor lor.

INTRODUCERE

Cererea tot mai mare de servicii ce necesită benzi largi de trecere a fost la originea concepției și apoi la definirea ierarhiei numerice sincrone (SDH). Avantajele acestei tehnici cunoscând ierarhia srandardizată și aplicată pe scară mondială, reducerea numărului de echipamente, flexibilitatea și evoluția au condus utilizatorii la dezvoltarea rețelelor sincrone complexe.

Pentru a putea răspunde necesităților lor, ALCATEL a dezvoltat o gamă completă de produse SDH care permit să se beneficieze de toate posibilitățile arhitecturii și structurii rețelelor de transmisie.

Experiența dobândită în domeniul dezvoltării produselor de transmisie și comutație a făcut ca firma ALCATEL, la cererea beneficiarilor săi să se intereseze de tehnicile de optimizare a rețelelor privind proiectarea rețelelor SDH. Pentru fiecare studiu de rețea, ALCATEL propune în strânsă colaborare cu beneficiarii săi, o asistență pentru optimizarea rețelelor bazată pe gama de echipamente ALCATEL, ceea ce garantează reducerea costurilor de investiții luând în considerasre toți parametrii unei rețele.

Sunt reprezentate în acest articol diferitele etpe puse în funcțiune de către ALCATEL în cadrul asistenței acordate beneficiarilor în scopul asigurării optimizării unei rețele SDH.

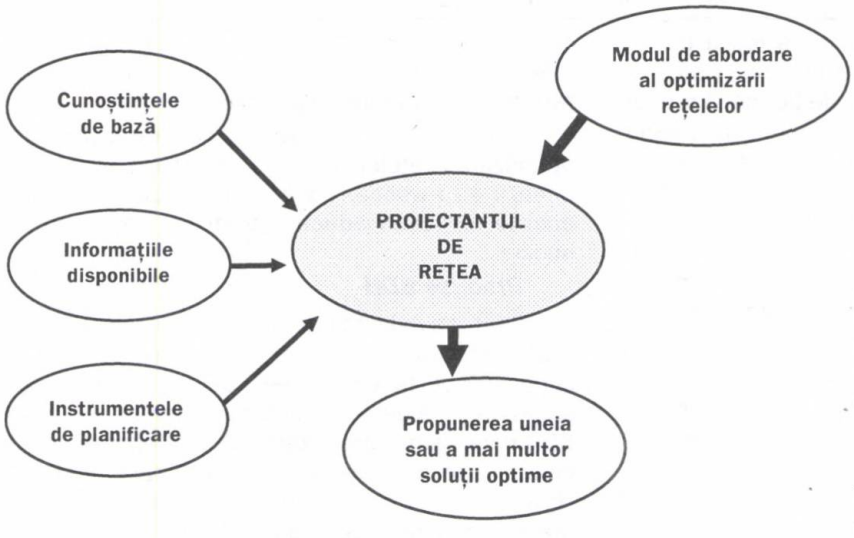


Figura 1: Optimizarea unei rețele SDH

OPTIMIZAREA REȚELELOR SDH

Proiectantul care realizează un studiu de rețea trebuie să se bazeze pe un anumit număr de elemente care îi vor permite să propună una sau mai multe soluții de optimizare. Aceste elemente de bază fac parte din cunoștințele generale ale rețelelor de transmisie și sunt fundamentale în abordarea optimizării. În figura 1 sunt date liniile importante de optimizare a unei rețele SDH.

Cunoștințe de bază

Proiectantul de rețele are nevoie să cunoască arhitectura rețelelor, structurile lor logice precum și produsele disponibile de pe piață.

Arhitectura rețelelor

Marii utilizatori au definit niște tipuri de arhitecturi de rețea adaptate la necesitățile lor. Se poate cita cu titlu de exemplu, arhitectura ierarhizată cu trei nivele aparținând lui France Telecom care prezintă la nivel național o structură în ochiuri iar la nivel regional și local o structură în inel. Cunoașterea acestor arhitecturi de rețele de tipul cu două, trei sau patru nivele permite proiectantului de rețea SDH să propună beneficiarilor săi o primă abordare în relație directă cu geografia sa precum și cu organizarea sa operațională.

Structuri logice de rețele

Rețelele tip sunt bazate pe structuri logice. Principalele structuri puse în funcțiune sunt de patru feluri: în lan (sau bus), în inel, în rețea sau în ochiuri (țesută).

O rețea în lanț este constituită dintr-o succesiune de noduri.

Circuitele pot fi inserate sau extrase în oricare nod al lanțului. Rețelele în lanț sunt numite și rețele liniare și utilizate în aplicații cum ar fi rețelele căilor ferate, autostrăzilor sau ale rețelelor petroliere.

O rețea în inel este un lanț întors peste el însuși și închis, și care este constituit în mod unic din noduri de multiplexori cu

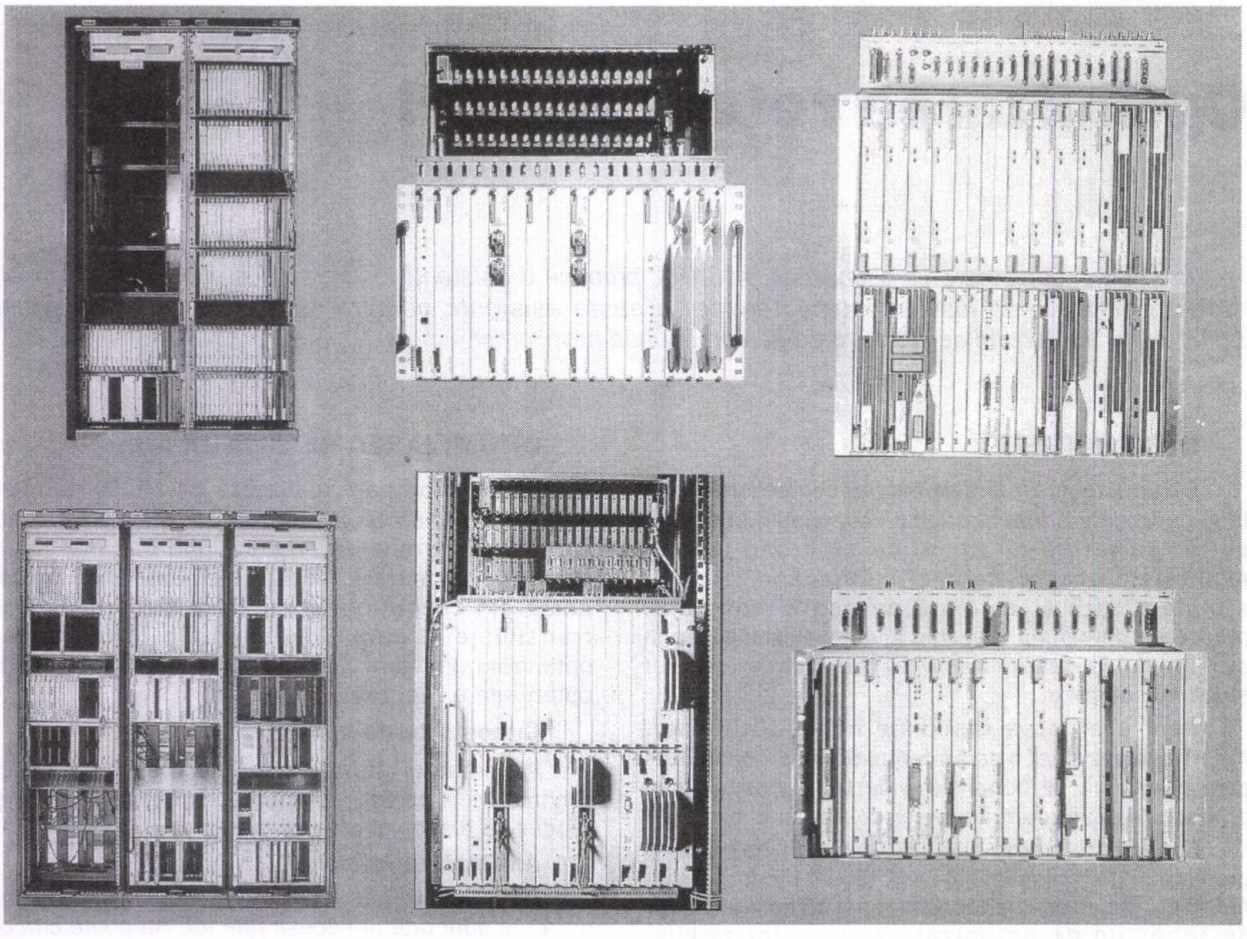


Figura 2: Produse de transport sincrone Alcatel

Nr. de referinţă al produselor Alcatel	Descriere	Fotografie
1664 SL	Sistem de linie cu fibră optică de 2,5 Gbit/s	a
1654SL	Sistem de linie cu fibră optică de 622 Mbit/s	b
1644 SX	Repartitor digital	c
1641 SX	Comutator digital	d
1651 SM	Multiplexor cu inserţie - extracţie de 622 Mbit/s	e
1641 SM	Multiplexor cu inserţie - extracţie de 155 Mbit/s	f

inserţie şi extracţie. Acest tip de reţea joacă un rol important pentru SDH datorită mecanismului său de autorefacere (cu o durată mai mică de 50 ms) a reţelei în cazul defecţiunii acestora (ruptura unui cablu, pană de curent, incendiu într-un nod etc). Aplicaţiile reţelelor în inel sunt foarte numeroase şi merg de la reţelele de acces ale reţelelor naţionale până la reţelele locale şi regionale.

Într-o reţea în stea, tot traficul trece prin tr-un nod central, constituit în general dintr-un comutator sau dintr-un repartitor (cros-conector). Acest tip de topologie este frecvent în reţelele de acces de abonat.

Într-o reţera de ochiuri fiecare nod este conectat la cel puţin două alte noduri printr-o legătură sau prin mai multe legături. Nodurile reţelelor în ochiuri conţin în principal comutatoare şi repartitoare. Reţelele în ochiuri prezintă un interes deosebit în transmisiile sincrone, datorită posibilităţii lor de autorefacere, graţie mecanismului "reflex" cu un timp de restabilire mai mic de 100 ms. în mijlocul repartitoarelor, sau de rerutare asistată de un gestionar de reţea.

Principalele structuri logice utilizate în optimizarea reţelelor SDH sunt inelele şi reţelele în ochiuri sau asocierea acestora două. Fiecare din aceste structuri aduce reţelei un tip de proiecţie special.

Produse SDH

Pentru a asigura optimizarea unei reţele SDH este indispensabil pentru un proiectant de reţea să cunoască perfect produsele SDH puse la dispoziţia sa. ALCATEL a dezvoltat o familie completă de produse SDH care permit proiectantului să elaboreze, să facă comparaţie şi să propună soluţii fără limitarea în tipurile de echipament ce trebuie introduse în realizarea soluţiei optime (fig. 2). Gama SDH a firmei ALCATEL cuprinde: multiplexorii cu inserţie şi extracţie

de 155 Mbit/s; 622 Mbit/s (3) şi 2,5 Gbit/s, sistemele sincrone de linie de 622 Mbit/s şi 2,5 Gbit/s (4), comutatoarele digitale 4-1 şi repartitoarele difgitale 4-4.

Informaţii disponibile

Pentru a optimiza o reţea, proiectantul trebuie să dispună de informaţii de intrare (fig. 3). Ele se pot clasifica în trei categorii: pentru beneficiar, pentru comutaţie şi pentru transmisie.

Intrări de la beneficiar

Una din sarcinile esenţiale ale proiectantului de reţea este cea de a avea o discuţie cu benefviciarul pentru a-l ajuta să-şi expună cerinţele în termen de funcţie precum şi de a găsi cel mai bun compromis între reţeaua sa, norme şi produse.

În general, operatorul (cel ce exploatează reţeaua) este cel care impune directivele pentru conceptul de reţea în domeniul arhitecturii de reţea al protecţiei, al tipului de produse ce trebuie utilizate (comutatoare digitale, repartitoare digitale) precum şi cel al debitului ce urmează a fi utilizat (155 Mbit/s, 622 Mbit/s sau 2,5 Gbit/s). Aceste cerinţe sunt cel mai adesea considerate de proiectant ca idei directoare care trebuie să conducă la alegerea soluţiei optime. În orice caz, gama completă de produse SDH al firmei ALCATEL permite operatorului să-şi exprime cerinţele fără ca ele să fie incompatibile cu o soluţie optimă.

Intrările reţelei de comutaţie

Pornind de la exprimarea necesarului unui beneficiar în termeni de trafic per abonat şi în funcţie de necesităţile şi cererile beneficiarului, proiectantul de reţea construieşte o reţea de comutaţie bazată pe o organizare ierarhizată (centrale de abonat, centrale tranzit). Interconectarea diferitelor echipamente de comutaţie se traduce printr-o matrice de circuite de 64 Kbit/s sau de 2 Mbit/s. Această matrice va putea ţine cont de necesităţile viitoare. Plecând de la munca efectuată de proiectantul de reţea de comutaţie, proiectantul de reţea de transmisie va putea utiliza trei tipuri de informaţii de bază: o organizare ierarhizată a reţelei, o matrice de circuite de 64 Kbit/s sau 2 Mbit/s şi o evoluţie a necesarului abonaţilor pe o perioadă mai lungă sau mai scurtă.

Intrările reţelei de transmisie

Aceste centre sunt părţi componente ale topologiei reţelei (localizări ale locurilor şi ale nodurilor), al existenţei lergăturilor fizice între diferitele locuri, ale distanţei între diferitele locuri precum şi al prezenţei unei reţele de transmisie existente.

Localizarea locurilor şi nodurilor va permite identificarea în raport cu matricea de circuite şi cu ierarhizarea reţelei de comutaţie pentru dimensionarea legăturilor de transmisie. Atunci când pe un acelaşi loc se găseşte localizat un nod ce reprezintă o centrală de abonat şi un nod ce reprezintă o centrală de tranzit, cele două noduri sunt reprezentate ca un nod mic din punct de vedere al transmisiei.

Identificarea existenţei legăturilor fizice dintre diferitele locuri permit o cunoaştere mai bună a resurselor de fibră optică sau căi radio disponibile pentru optimizarea reţelei.

Dinstanţa dintre locuri permite identificarea legăturilor pe care vor fi necesare să fie pusă în aplicare o funcţie de regenerare.

Instrumentele planificării

Introducerea tehnicii SDH a condus pe operatori şi pe producători să pună în aplicaţie noi arhitecturi de reţea. Complexitatea arhitecturilor posibile face indispensabilă utilizarea instrumentelor de optimizare a reţelelor.

Pentru a asigura în mod eficient şi rapid proiectarea unei reţele optime, ALCATEL a dezvoltat un instrument de planificare de reţea numit Alcala. Acest instrument propune trei funcţii principale: o optimizare a topologiei reţele, o dimensionare a reţelei de transmisie şi o evaluare a preţului de cost al reţelei.

Optimizarea topologiei reţelei permite pe de o parte de a asista proiectantul în utilizarea legăturilor fizice existente şi pe de altă parte de a proiecta crearea unor eventuale noi legături. Această optimizare este dependentă de structura logică a reţelei în cauză (reţea în ochiuri sau reţea în inel). Dimensionarea reţelei de transmisie furnizează proiectantului cantitatea necesară de echipamente de transmisie pentru soluţia optimă. Se dă de asemenea configurarea şi compunerea fiecăreia din aceste echipamente. Evaluarea preţului

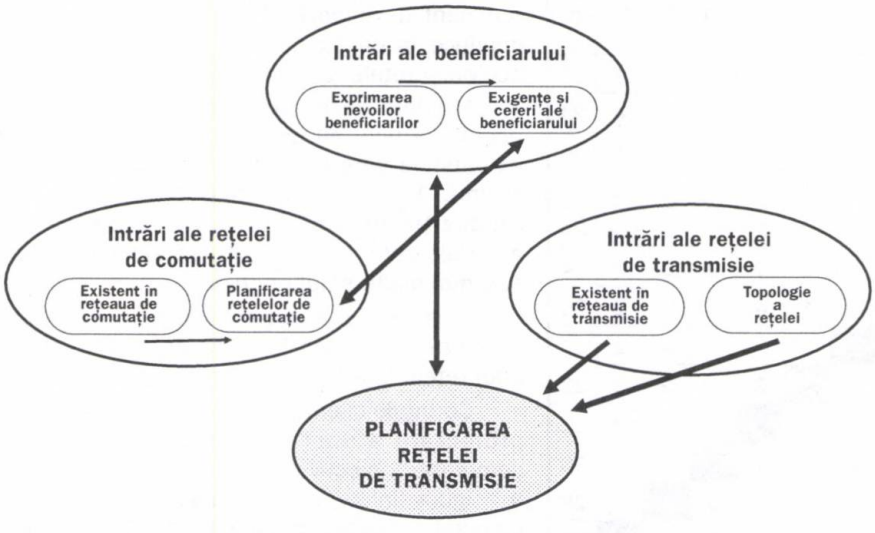


Figura 3: Informaţiile de intrare de la planificarea reţelelor

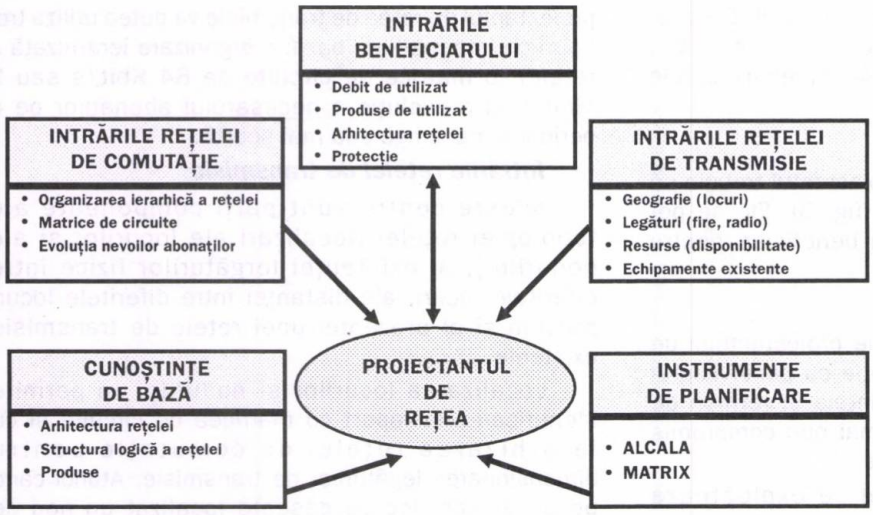


Figura 4: Mediul inițial al proiectantului de rețea

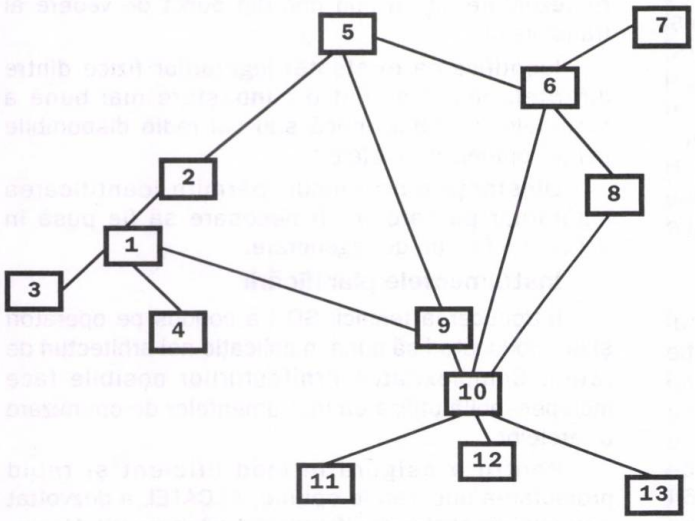


Figura 5 - a: Rețeaua inițială (13 noduri)

Nodul nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	Sum
1		1	11	2	3	4	2	1	1	1	2	1	1	30
2	1		2	2	2	2	1	4	1	1	1	3	4	24
3	11	2		2	22	2	5	4	1	1	2	2	1	35
4	2	2	2		1	1	4	2	1	2	4	2	2	25
5	3	2	2	1		2	2	3	4	1	1	1	22	24
6	4	2	2	1	2		2	2	1	1	2	3	2	24
7	2	1	5	4	2	2		2	1	4	2	3	2	30
8	1	4	4	2	3	2	22		3	2	2	4	2	31
9	1	1	1	1	4	1	1	3		2	2	2	3	22
10	1	1	1	2	1	1	4	2	2		2	22	3	22
11	2	1	2	4	1	2	2	2	2	2		3	3	26
12	1	3	2	2	1	3	3	4	2	2	3		2	28
13	1	4	1	2	2	2	2	2	3	3	3	2		27

de cost al rețelei dă totodată costul echipamenmentelor necesare în fiecare din nodurile rețelei (hard, soft și service) precum și o evaluare globală a costului rețelei ținând cont de infrastructură (cable, fibre, eventuale lucrări civile de geniu). Acest modul este esențial pentru compararea diferitelor soluții.

În completarea lui Alcala, a fost dezvoltat un instrument de calcul disponibil pentru a putea manipula informațiile date de matricile de calcul.

Acest instrument numit Matrix, permite regruparea diferitelor noduri pe un același loc precum și separarea traficului intern și extern în cazul unei structuri logice multi-inel în scopul identificării traficului dintre noduri.

Figura 4 reprezintă o sinteză a mediului inițial al proiectantului de rețea.

MANIERA DE ABORDARE A OPTIMIZĂRII REȚELELOR

Ierarhia digitală sincronă oferă atâtea posibilități în termen de arhitectură de rețea, de structuri logice și de produse încât este dificil de a pune în aplicare o metodologie strictă și rigidă în ceea ce privește optimizarea unei rețele SDH.

Fiecare studiu nou de rețea trebuie considerat ca un caz particular unde fiecare parametru de intrare să fie analizat obiectiv în funcție de context. De la un caz la altul poate fi modificată ponderea fiecărui parametru. De exemplu, existența unei rețele de fibră optică pune la dispoziția proiectantului un număr suficient de important de resurse, ceea ce conduce la un studiu total diferit de studiul aceleiași rețele, dar cu resurse limitate.

Maniera de abordare propusă în cadrul acestui articol nu constituie deci o metodă exhaustivă care conduce direct la o soluție optimă. Ea reprezintă un ghid care pune la dispoziția proiectantului de rețea liniile generale care îi vor permite să ajungă la una sau mai multe soluții optime.

Cea mai mare parte a studiilor de optimizare de rețea SDH provin din extensia unei rețele telefonice existente.

Cerințele clientului se vor traduce printr-o proiectare a unei exitinderi de rețea de comutație, obiectivul rețelei SDH fiind cel de a asigura liniile de transmisie ale rețelei de comutație. Sarcina inițială a proiectantului de rețea de transmisie este deci de a analiza

informațiile privitoare la rețeaua de comutație.

Maniera de abordare a rețelei de comutație, fiind diferită de cea a rețelei de transmisie, informațiile care provin de la rețeaua de comutație trebuie să fie adaptate astfel încât să poată fi folosite pentru optimizarea rețelei de transmisie.

Matricea de circuite

Matricea de circuite reprezintă traducerea în termen de circuite de 64 kbit/s sau 2 Mbit/s a a cerințelor, exprimată de operatorul de rețea, dintre diferite noduri ale rețelei. În figura 5 - a,b este dat un exemplu de matrice de circuite de 2 Mbit/s. Din punct de vedere al cricuitelor comutate, expresia de trafic este dată pentru fiecare dintre nodurile de comutație. Deoarece obiectivul de transmisie este asigurat de legăturile dintre diferitele locuri ale unei rețele fizice, trebuiesc adaptate informațiile conținute în matricea de circuite. În general însă, mai multe noduri de comutație se găsesc localizate în același loc geografic și nu necesită deci legături de transmisie, legătura fiind directă. În plus, există noduri de comutație izolate, ce nu pot fi conectate la un centru de tranzit, decât printr-o structură liniară, punct cu punct. Aceste noduri nu participă din punct de vedere fizic la optimizarea unei rețele SDH; totuși circuitele de transmisie generate trebuiesc luate în considerare prin regurparea la un centru de tranzit de racordare cel mai apropiat. Figura 5 dă un exemplu de matrice care va servi ca bază pentru optimizarea unei rețele SDH după efectuarea regrupării de noduri, calculele fiind realizate plecând de la matricea inițială.

Instrumentul de calcul MATRIX utilizat cu ocazia acestor operațiuni, a avut ca scop să ușureze sarcina proiectantului la manipularea unei matrici de circuite ce cuprinde un număr mare de noduri importante.

Organizarea rețelei de comutație

Într-o primă abordare este adesea interesant de a analiza organizarea ierarhică pusă în aplicare de comutație. Această analiză se traduce prin localizarea centralelor de abonați și a centralelor de tranzit locale, naționale și internaționale. Cunoașterea organizării rețelei de comutație constituie cea mai mare parte a timpilor de ierarhizare ale rețelei de transmisie.

Resursele de tranmisie existente

Unul dintre parametrii esențiali care vor ghida proiectantul de rețea în alegerea unei structurim logice vor fi legăturile deja existente dintre diferitele locuri. Într-adevăr se anvizajează trei cazuri: penru primul caz diferitele locuri sunt legate între ele printr-un număr suficient de legături ce includ un mare număr de resurse disponibile, ocuparea acestor resurse fiind lăsată liberă (fără constrângeri privind utilizarea de fibre sau căi).

În al doilea caz, diferitele locuri sunt legate între ele printr-un număr de legături suficiente, dar resursele disponibile pe aceste legături sunt limitate (timpul de ocupare al unui cablu optic este limitat la o anumită valoare).

În fine, al treilea caz, locurile nu sunt legate între ele printr-un număr suficient de legături. Câte o dată este imposibilă crearea eventuală de legături pentru a satisface o structură logică (geografia terenului, exigențele clienților).

Analiza distanței dintre diferitele locuri trebuie să permită aprecierea tipului de echipament SDH care este susceptibil de a reduce prețul de cost asociat transmisiei pe diferitele legături (alegerea unei interfețe optice, optimizarea numărului de regeneratori).

Analiza rețelei de transmisie existente trebuie să permită proiectantului de rețea să evalueze importanța și vechimea investițiilor consimțite de către client. Propunerea de optimizare a rețelei SDH trebuie să fie considerată după caz, fie ca o cerere completă a unei noi rețele, fie să se sprijine pe rețeaua de transmisie existentă. În acest caz, trecerea progresivă la o rețea în întregime SDH trebuie să fie prevăzută la

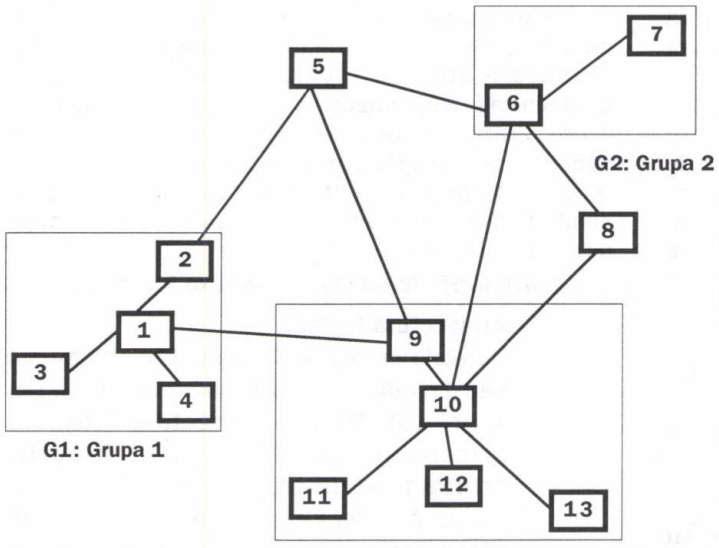


Figura 5 - b: Rețeaua inițială (13 noduri); regrupare finală la 5 noduri

Nodul nr.		1	2	3	4	5	
	Numele nodului	G 1	0	G 2	0	G 3	Sum
1	G 1		8	21	11	34	74
2	5	8		4	3	9	24
3	G 2	21	4		4	21	50
4	8	11	3	4		13	31
5	G 3	34	9	21	13		77

Matrice inițială de 2 Mbit/s după regrupare

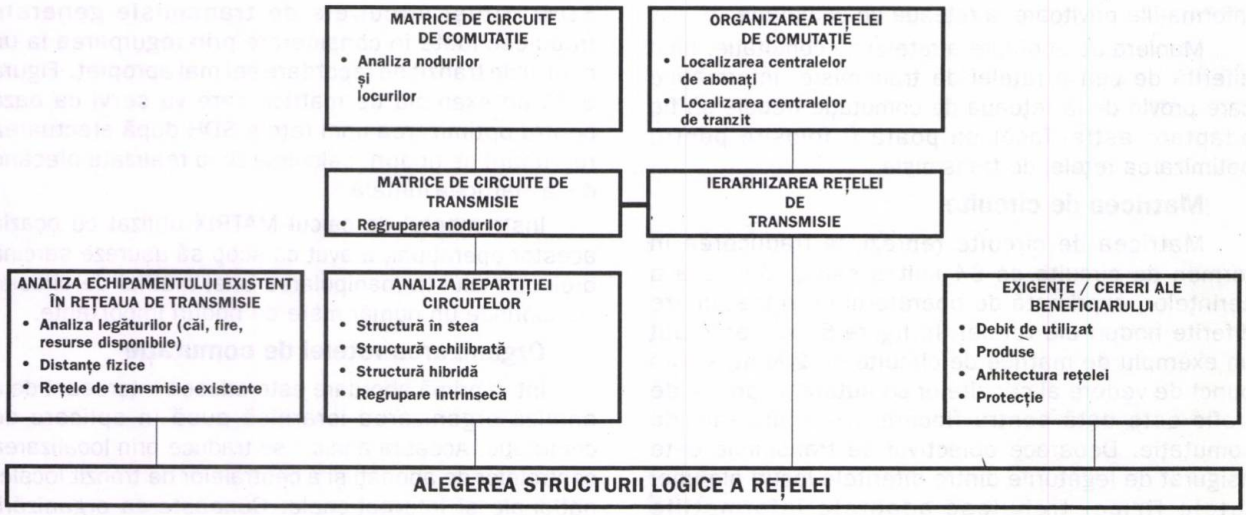


Figura 6: Elaborarea alegerii structurii logice

începutul studiului. Va trebui propus beneficiarului un scenariu de evoluții ale rețelei plesiocrone existente către rețeaua SDH finală.

Analiza repartiției circuitelor

Examinarea matricei de circuite poate furniza proiectantului informații interesante referitoare la repartiția traficului dintre diferite noduri și îi va permite să-și orienteze alegerea pentru structura logică a rețelei. La lectura unei matrici de circuite pot fi cu ușurință identificate structuri logice în stea sau structuri logice echilibrate. Pentru fiecare din aceste structuri se poate asocia o structură fizică a rețelei. De exemplu, în alegerea unei structri logice în inel, inelele bidirecționale sunt mult mai potrivite pentru trafice echilibrate între fiecare dintre noduri; inelele unidirecționale sunt mai potrivite traficului ce tinde către un nod unic.

Matricea poate de asemenea să furnizeze informații referitoare la ierarhizarea unei rețele. De exemplu, identificarea unui număr important de circuite între un număr limitat de noduri poate permite reducerea considerabilă a osaturii de bază a rețelei printr-un tratament specific al acestei regrupări.

ELABORAREA ALEGERII ARHITECTURII LOGICE A REȚELEI SDH

Analiza repartiției circuitelor plecând de la matricea de circuite, de la organizarea rețelei de comutație și de la rețeaua existentă de transmisie trebuie să fie confruntată cu exigențele și eventualele cereri ale beneficiarului. Într-adevăr, anumite constrângeri referitoare la arhitectura rețelei logice ce trebuie pusă în aplicare (inel, ochi, sau structură hibridă) la debitul în linie de (155 Mbit/s, 622 Mbit/s sau 2,5 Gbit/s), la tipul de echipament de transmisie(repartitor, comutator sau multiplexor cu inserție - extracție), la protecția rețelei (protecție reflexă sau refacere), pot constitui parametrii impuși de către operator. Figura 6 reprezintă sinteza elaborării alegerii structurii logice a rețelei.

Cele trei structuri logice principale ce permit punerea în aplicare (funcționare) a unei rețele SDH sunt: structurile în inel, îr ochiuri sau hibride. Pentru fiecare dfintre aceste tructuri, procesele de optimizare pot fi diferite.

Optimizarea rețelelor în inel

Optimizarea unei rețele în inel se poate împărți în două faze. Prima fază constă în definirea parametrilor de bază a structurii logice: arhitectura logică, arhitectura fizică, protecția și interconexiunea inelelor. A doua fază constă în utilizarea instrumentelor de dimensionare și efectuarea unui studiucomparativ în termeni de preț de cost și de funcțiuni cu diferite soluții fiecare dintre ele bazându-se pe o combinație de parametrii diferiți.

Parametrii de bază ai structurii logice

- **Arhitectura logică**
  Rețelele în inel pot fi constituite dintr-unul sau din mai multe inele sincrone STM-N (de N ori 155 Mbit/s, conectate între ele printr-unul sau mai multe noduri). Arhitectura de tip mono-inel poate fi utilizată atunci când numărul global de noduri este mai mic de 16. În cea mai mare parte din cazuri este pusă în aplicare o structură multi-inel. Ea necesită punerea în aplicare a unei funcții de comutare într-unul sau în mai multe noduri de interconexiune. Alegerea configurației acestui nod de interconexiune influențează asupra numărului de accese ale echipamentelor de interconectare și deci asupra prețului de cost al rețelei.
- **Arhitectura fizică**
  Acest parametru permite să se facă alegerea între o structură de inele unidirecționale sau bidirecționale.

Un inel bidirecțional poate fi pus în funcțiune printr-o structură fizică de două sau patru fire. Alegerea între aceste structuri diferite este motivată de disponibilitatea numărului de fire și optimizarea benzii de trecere.

- **Protecție**
  După tipul defecțiunilor posibile, pot fi puse în aplicare diferite sisteme de protecție. În cazul unei defecțiuni legate de o cartelă trebuie luat în considerare pentru dimensionarea rețelei un sistem de protecție de tipul 1+1 sau N+1; în cazul unei defecțiuni de rutare, cel ce asigură funcția de protecție este un sistem de protecție de cale sau de secțiune. În cazul distrugerii unui nod de rețea într-o structură mono-inel, este suficientă o protecție de tipul protecție de secțiune, iar în cazul structurii multi-inel punctele de interconexiune dintre inele trebuiesc să fie dublate.

  Interconexiunea inelelor
  Optimizarea unuia sau mai multor noduri de interconexiune într-o rețea multi-inel constituie unul din parametrii fundamentali în alegerea unei soluții optime. Există trei posibilități pentru interconectarea inelelor: prin intermediul comutatoarelor sau a repartitoarelor; interconectarea de inele prin utilizarea funcției de "trasare" a multiplexoarelor cu inserție - extracție și în fine, prin conectarea directă a afluenților de 155 Mbit/s. În toate aceste cazuri, alegerea echipamentului de interconectare reprezintă un compromis între prețul de cost, utilizarea benzii de trecere și protecție.

Utilizarea instrumentului de optimizare ALCALA

Complexitatea rețelelor SDH face indispensabilă utilizarea instrumentelor în scopul alegerii unei rețele optime. Această optimizare nu poate fi obținută decât comparând soluții diferite bazate pe combinații de parametrii diferiți. Utilizarea instrumentului de planificare al rețelelor Alcala acordă proiectantului o sumedenie de facilități pentru a evalua și compara rapid diferitele soluții tehnice complexe.

Acest instrument permite optimizareqa rețelelor în inel și a rețelelor în ochiuri. El este pus în funcțiune pe un PC de tip 486 pe un mediu sub Windows 3.1. Accesul la informații se efectuează sub formă de texte și grafice (fig. 7). Funcțiile de bază disponibile pe Alcala sunt în principal optimizarea topologiei rețelei, dimensionarea echipamentelor în fiecare nod și calculul prețului de cost global al rețelei.

Optimizarea unei rețele în ochiuri

Ca și la optimizarea rețelelor în inel, optimizarea rețelelor în ochiuri se împarte în două faze. Prima fază constă în definirea parametrilor de bază ai structurii logice: arhitectura fizică, tipul de protecție și alegerea echipamentelor de transmisie în noduri. A doua fază constă în a utiliza, ca și în cazul optimizării rețelelor în inel, a instrumentului (metodei) Alcala pentru a ajunge la un studiu comparativ al diferitelor soluții posibile în termeni de preț de cost și de funcțiuni.

Parametrii de bază ai structurii logice

- **Protecția**
  Ca și la protecția rețelelor în inel și, în funcție de tipul defecțiunii posibile care trebuie înlăturată, pot fi puse în aplicare diferite sisteme de protecție. Cele trei tipuri principale de protecție rețea în ochiuri sunt: protecția prin diversificarea drumului, protecția de cale de tip 1+1 și protecția prin rerutare.
- **Alegerea echipamentelor rețelei**
  Echipamentele de transmisie posibil de a fi integrate într-o rețea în ochiuri sunt: comutatoarele digitale 4-1 Alcatel 1641 SX sau repartitorul digital 4-4 Alcatel 1644 SX. Aceste două tipuri de echipmanete nu oferă aceleași funcțiuni. Comutatorul oferă funcția de comutare la nivelul 2 Mbit/s, 34 Mbit/s, 140 sau 155 Mbit/s, care permite optimizarea conținutului sistemului STM-1. El oferă în general o protecție de tipul 1+1. Repartotorul digital oferă funcții de repartiție de 140 sau 155 Mbit/s și asdigură posibilități de protecție de tipul 1+1 și de refacere. Costul său este mult mai mic decât cel al comutatorului.
  Alegerea între comutator și repartitor depinde de organizarea ierarhică a rețelei, de repartiția circuitelor matricii inițiale, de banda de trecere disponibilă precum și de gradul de protecție (siguranță) impus. Adesea este indicată o combinație între comutatoare de mică capacitate și repartitoare digitale, ceea ce reprezintă o situație tehnico-economică avantajoasă.

Utilizarea instrumentului de optimizare

A doua fază nu este specifică rețelelor în ochiuri, ea este tratată ca o combinație de parametrii adaptați la structura logică în ochiuri. Dispunând de un instrument comun, proiectantul de rețele poate pune în aplicare o comparare a prețurilor de cost între structurile de tip inel și în ochiuri.

Optimizarea unei rețele hibride

Optimizarea unei rețele hibride este pentru proiectantul de rețea cel mai dificil de tratat. Într-adevăr nu există un instrument cunoscut capabil să trateze în întregime o astfel de rețea. Și totuși este una din structurile cele mai interesante pentru optimizarea unei rețele SDH. Această structură logică se adaptează la o ierarhizare în straturi a rețelei. Cel mai adesea o rețea în ochiuri se găsește pe straturile cele mai înalte iar inele secundare se racordează acesteia.

Modalitatea cea mai simplă de optimizare a unei astfel de rețele este de a separa dimensionarea rețelei în două puncte dizjuncte: unul aplicându-se rețelei în ochiuri și alta rețelei în inel secundare. În acest caz, este necesar să fie utilizat în prima etapă instrumentul de calcul Matrix pentru a putea creea, pornind de la matricea de circuite a rețelei, submatrici de circuite corespondente rețelei în ochiuri și diferitelor inele. În etapa a doua, instrumentul Alcala va fi utilizat în scopul optimizării fiecărei sub-rețele a rețelei globale.

Gestiunea rețelei

Gestiunea rețelei este o parte integrantă intrinsecă a ierarhiei digitale sincrone. Un proiectant de rețea care trebuie să furnizeze o soluție completă și optimă unui beneficiar, trebuie obligatoriu să propună o arhitectură de gestiune a rețelei adaptată rețelei de transmisie. Cei mai importanți parametri care trebuiesc luați în calcul sunt: arhitectura rețelei de transmisie (continuitate la trecerea rețelei de căi destinate gestiunii rețelei), tipul de echipamente ce trebuie instalate în rețea (multiplexor cu inserție - extracție, comutator și repartitor digital etc.), numărul lor precum și organizarea operațională a beneficiarului (de exemplu organizarea în zone de mentenanță). Gestiunea rețelei trebuie să fie astfel dimensionată în cât să fie capabilă să țină seama de funcțiunile majore de exploatare a rețelei (gestiunea alarmelor, a calității de funcționare, a configurației echipamentelor, etc).

În cazul refacerii dinamice a unei rețele în ochiuri vor fi în plus sarcini de rerutare a circuitelor atunci când apar defecțiuni ale rețelei de transmisie.

CONCLUZII

În cadrul activității sale de optimizare a rețelelor, ALCATEL poate astăzi să se bazeze pe o gamă completă de produse SDH (multiplexoare cu inserție - extracție, sisteme de linie, comutatoare și repartitoare digitale) pentru a putea propune beneficiarilor săi soluția optimă funcție de exigențele lor.

În acest caz ALCATEL a creat și dezvoltat un instrument de optimizare de rețea numit Alcala, a cărei funcții principale vizează o optimizare a topologiei rețelelor, o dimensionare completă a rețelei, precum și o evaluare globală a prețului ei de cost. Se ține de asemenea cont de evoluția produselor Alcatel. Datorită acestui puternic mijloc Alcatel este în măsură să furnizeze un ajutor prețios operatorilor în proiectarea rețelelor lor.

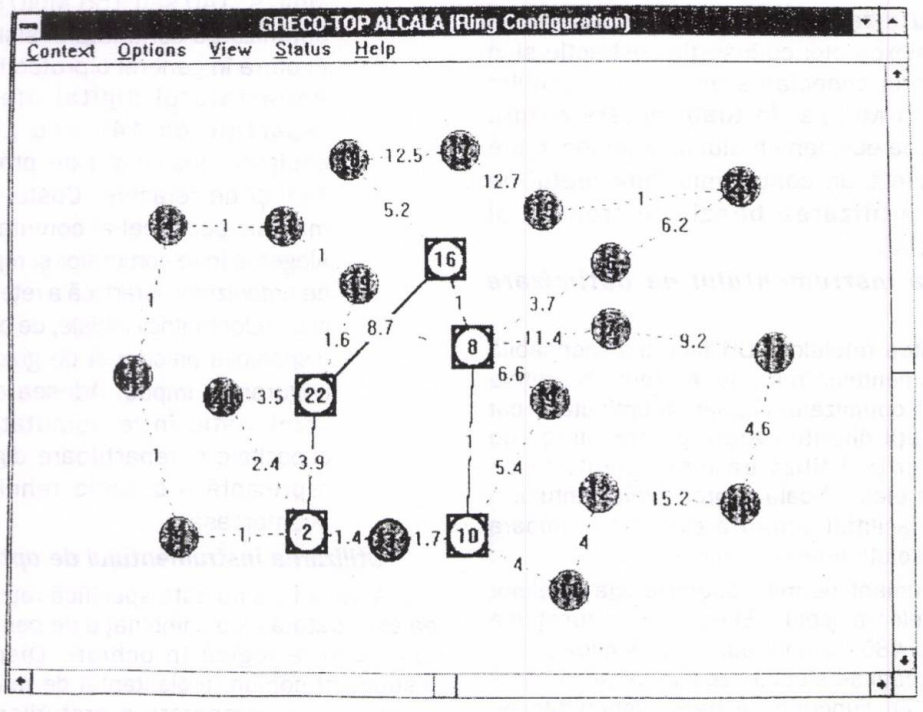
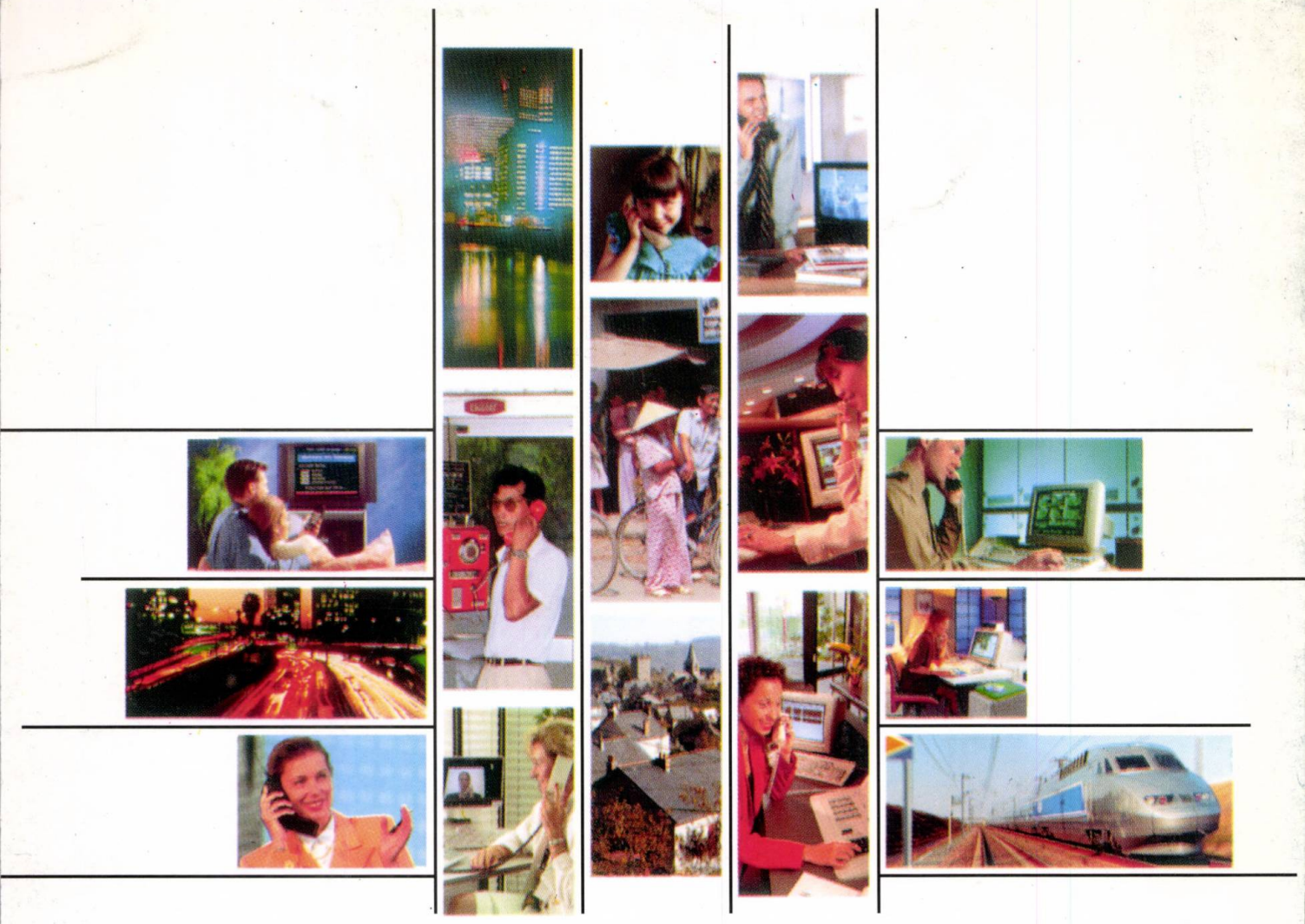


Figura 7: Instrumentul de optimizare ALCALA - ecran grafic



Prezent în inima orașelor și a întreprinderilor
Alcatel transmite vocea, datele, imaginile...
Toate tipurile de comunicații...

ALCATEL

Alcatel Network Systems România - Str. Gh. Lazăr, 9 - 1900 Timișoara - România - Tel. (40 96) 19 15 15 - Fax. (40 96) 19 10 15

TELECOMUNICAȚII

E 6748

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXII
Nr. 4/1995
București • România

Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații
Universității Politehnica București
ROMTELECOM - Centrul de Instruire și Documentare

Sponsorul revistei este firma:

ALCATEL

ISSN 1223 - 6527

CONSILIUL DIRECTOR:

ing. Adrian TURICU
ing. Andrei CHIRICĂ,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian CONSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

NUMĂRUL 4 / 1995

CUPRINS

1. ***Adelaida Mateescu***
Seminarul Internațional consacrat unor probleme de cercetare actuale din domeniul Telecomunicațiilor **3**

2. ***Matthias Gunkel***
Endless Control of the Polarization of Light **4**

3. ***Cristian Negrescu, Iancu A. Ceapă***
Simulation of Stochastic Gradient Descent Algorithms for Blind Channel Equalization in Multiple - PAM Transmission **12**

4. ***Livia - Doina Stanciu***
Performance Comparison of PISARENKO and MUSIC Methods for Frequency Estimation **20**

5. ***Mircea Răducanu, Adelaida Mateescu***
Application des ondelettes pour l'analyse multiresolution de la parole **27**

6. ***Octavian Fratu, Simona Halunga***
The Data Error Rate Effects on DD Timing Synchronization **34**

7. ***Vișan Traian***
Logiciel pour calculer les caracteristiques de dispersion des lignes de transmission planaires a deux couches dielectriques **38**

8. ***Alcatel CIT***
Managing the Broadband Network: the Network Management Center **44**

REVISTA TELECOMUNICAȚII

ÎN ATENȚIA AUTORILOR !

Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.

Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.

Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.

Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.

Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.

Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.

Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.

Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.

Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.

Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.

Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 410 54 00, int. 307, 442 sau 145.

Colegiul de redacție

CONTENTS - SOMMAIRE

1. Adelaida Mateescu

The International Workshop on Some Results Obtained in the Field of Telecommunications

This paper present the context for the development of the researches which have as result the papers published in this journal.

2. Matthias Gunkel

Le controle continuu de la polarisation de la lumière

Les fluctuations de polarisation dans les fibres optiques monomodes dégradent la sensibilité des systémes de transmission cohérente.

L'aveteur présente un nouveau schéma optimisé de controle continu de polarisation dans le recepteur cohérent, ce qui elimine les procédures de remise à zero.

3. Cristian Negrescu; Iancu Ceapă

La simulation des algorithmes de gradient stochastique utilises dans les egaliseurs aveugles des voies de transmission M - PAM

Dans l'ouvrage on présente les algorithmes de gradient stochastique utilisés dans les égaliseurs aveugles des voies de transmission M - PAM. On a réalisé des simulations de ces algorithmes et les résultats obtenus ont été compares avec ceux fournis par l'égaliseur adaptif LMS controlé par un séquence de synchronisation.

4. Livia Doina Stanciu

La comparision de performances des methodes orthogonales PISARENKO et MUSIC pour l'estimation des frequences

L'article présente les méthodes orthogonales PISARENKO et MUSIC pour l'estimation des fréquences d'un signal somme des sinusoides bruitées, en comparant leurs performances. On introduit les méthodes orthogonales dans le contexte général des méthodes d'estimation des fréquences. On décrit le principe des méthodes orthogonales, qui consiste a exploiter la decomposition propre de la matrice d'autocorrélation du signal considéré. On donne des illustrations d'application des méthodes pour des échantillons des données simulées, pour diverses valeurs de leurs papametres.

5. Mircea Răducanu, Adelaida Mateescu

In this paper is used the theory on multiresolution analyse to descute an algorithm for speech processing.

6. Octavian Fratu, Simona Halunga

L'effet de l'erreur d'éstimation des données sur la synchronisation d'horologe dirigée par decision (DD)

Cet article analyse l'influence de l'erreur d'éstimation des données sur la synchronisation d'horologe pour une grande classe de signaux avec une modulation numérique (signaux avec une modulation d'amplitude en cuadrature (QAM) à niveaux. Les résultats sont particularisés pour les situations des modulations QPSK et MSK.

7. Vișan Traian

A Computer Program to Compute the Dispersion Characteristics of the Planar Transmission Lines in Two Layer Configuration

The article presents a FORTRAN program to compute the dispersion characteristics of the planar transmission lines (microstrip, slotline, coupled strips and coplanar guide) in two layer configuration. The program consists in the application of the spectral domain method with the transfer matrice technique and the method of moments with the Galerkin technique using the Legendre's polinoms and trigonometric fonctions as basic fonctions.

8. Alcatel CIT

Managing the Broadband Network: the Network Management Center

REZUMATE

1. Adelaida Mateescu

Seminarul Internațional consacrat unor probleme de cercetare actuale din domeniul Telecomunicațiilor

Articolul este o prezentare a cadrului în care s-au prezentat lucrările publicate în acest număr.

2. Matthias Gunkel

Controlul continuu al polarizării luminii

Fluctuațiile polarizării undei luminoase în fibrele optice monomod reduc sensibilitatea sistemelor de transmisiuni coerente.

Autorul prezintă o nouă schemă optimizată pentru controlul continuu al polarizării într-un receptor coerent, care elimină procedurile de resetare.

3. Cristian Negrescu; Iancu Ceapă

Simularea algoritmilor de gradient stochastic utilizați pentru egalizarea oarbă de canal pentru transmisiuni de tip M - PAM

În această lucrare se prezintă principalii algoritmi de gradient stochastic utilizați pentru egalizarea oarbă de canal. Algoritmii sunt simulați pentru transmisiuni de tip M - PAM iar rezultatele sunt comparate cu cele obținute prin utilizarea unui egalizor adaptiv LMS de canal controlat de o secvență de antrenare.

4. Livia Doina Stanciu

Compararea performanțelor metodelor ortogonale PISARENKO și MUSIC de estimare a frecvențelor

Articolul prezintă, comparativ din punct de vedere al performanțelor, metodele ortogonale PISARENKO și MUSIC de estimare a frecvențelor pentru un semnal sumă de sinusoide înecat în zgomot. Se introduc metodele ortogonale în contextul general al metodelorde estimare a frecvențelor. Este descris principiul metodelor ortogonale, ce constă în exploatarea descompunerii proprii a matricei de autocorelație a semnalului considerat. Sunt date ilustrări comparative ale aplicării metodelor pentru eșantioane de date simulate, pentru diferite valori ale parametrilor lor.

5. Mircea Răducanu, Adelaida Mateescu

Se utilizează metoda analizei multirezoluție pentru a elabora un algoritm utilizat în analiza semnalelor vocale.

6. Octavian Fratu, Simona Halunga

Efectul erorii de estimare a datelor la sincronizarea de tact DD

Prezenta lucrare analizează influența erorii de estimare a datelor asupra sincronizării de tact pentru o clasă răspândită de semnale cu modulație digitală (semnale QAM pe 4 niveluri). Rezultatele sunt particularizate pentru cazul modulației QPSK și MSK.

7. Vișan Traian

Program pentru determinarea caracteristicilor de dispersie ale liniilor de transmisiune planare cu dublu strat dielectric

Se prezintă un program FORTRAN pentru calculul caracteristicilor de dispersie ale liniilor de transmisiune planare (linia microstrip, linia fantă, linii cuplate și ghidul ciplanar) realizate pe un dublu strat dielectric. La baza programului stă metoda spectrală în cadrul căreia s-a folosit tehnica matricelor de transfer, metoda momentelor cu tehnica Galerkin, utilizându-se ca funcții de bază polinoame Legendre și funcții trigonometrice.

8. Alcatel CIT

Managementul rețelelor de bandă largă: Centrul de management al rețelei.

Seminarul Internațional consacrat unor probleme de cercetare actuale din domeniul Telecomunicațiilor

***Prof. dr. ing. Adelaida Mateescu** **

Cuvinte cheie: comunicații pe fibre optice, prelucrarea numerică a semnalelor, transmisiuni numerice, microunde.

Ca și în anul precedent, ultimul număr al revistei **TELECOMUNICAȚII** din 1995 este consacrat seminarului științific organizat la București în luna mai 1995 ca rezultat al cooperării între **Facultatea de Electronică și Telecomunicații (FET)** din București, **l'Institut National des Telecommunications (INT)** din Evry-Franța, **Technische Hoehschule Darmstadt (THD)** din Germania și **ROMTELECOM** în cadrul unui proiect **TEMPUS**.

La simpozion au fost prezentate în limbile franceză sau engleză lucrări elaborate în cadrul programului de cooperare în timpul unor stagii de specializare sau schimb de experiență. Lucrările sunt publicate în versiunea lor originală și abordează probleme teoretice de mare actualitate care fac parte din programul de cercetare al catedrelor sau sunt incluse în tezele de doctorat. Lucrările sunt tratate îndeosebi, folosind tehnica modernă de calcul, pusă la dispoziție cu generozitate de parteneri din străinătate sau achiziționată prin mijloacele financiare din cadrul programului **TEMPUS.**

Primul articol al domnului ing. Matthias Gunkel de la THD, este consacrat unor probleme de studiu a polarizării luminii în legătură cu dispozitivele utilizate în comunicațiile pe fibre optice. Lucrarea prezintă rezultatele unor experimentări personale, cu concluzii originale, obținute în laboratoarele de la THD.

Alte două lucrări elaborate în cadrul FET și THD tratează teme legate de transmisiunile de date:

- Lucrarea "Simulation of Stochastic Gradient Descent Algorithms for Blind Channel Equalization in Multiple - PAM Transmissions", autori Cristian Negrescu și Iancu Ceapă constitue o parte din primul referat de doctorat al primului autor.
- Lucrarea "The Data Error Effects on DD Timing Synchronisation" de Octavian Fratu și Simona Halunga conține cercetări incluse în tezele de doctorat ale autorilor.

Lucrările menționate în continuare au fost elaborate în cadrul FRT și la INT și abordează teme incluse în referatele de doctorat ale autorilor.

- - "Performance Comparasion of Pisarenko and Music Methods for Frequency Estimation" de Livia-Doina Stanciu;
- - "Application des ondelettes pour l'analyse multiresolution de la parole" de Mircea Răsucanu;
- - "Logiciel pour calculer les caractéristique de dispersion des lignes de transmission planaires à deux couches dielectriques" de Traian Vișan.

Lucrările au fost susținute în fața unui auditoriu format din cadre didactice, studenți, ingineri din ROMTELECOM și din alte unități de profil. Ca și în anul trecut, simpozionul a fost sensibil marcat de interesul, entuziasmul și pasiunea cercetătorilor - toți foarte tineri, ca și majoritatea auditoriului ceea ce reprezintă, după părerea noastră, o garanție pentru cercetările ulterioare.

O subliniere specială se impune pentru cadrul logistic deosebit de agreabil creat de **CID - ROMTELECOM.**

Publicarea articolelor din revista **TELECOMUNICAȚII** nu este numai o recunoaștere a valorii acestor lucrări ci și un mijloc de propagare a rezultatelor tinerilor cercetători români. Numărul similar din anul trecut a fost bine primit în străinătate, nu numai de universitățile partenre, ci și de alte instituții de profil. Colectivul de redacție își propune să continue propagarea unor rezultate valoroase ale cercetării autohtone și așteaptă propuneri de la cititorii interesați.

* Universitatea "POLITEHNICA" București

Endless Control of the Polarization of Light

***Dipl. Ing. Matthias Gunkel** **

Polarization fluctuations in single-mode fibers degrade the receiver sensitivity of optical coherent transmission systems. At the coherent receiver the locally generated light wave interferes with the received lightwave, taking into account the corresponding states of polarization. The author presents a new optimized endless control scheme which makes reset procedures of finite-range polarization-controlling devices obsolete. The principal idea is to maximize the mean-square distance between the retarder drive signals and their physical limits in each operation step. As a consequence, the drive signals are smoothly decreased to their center retardation when they approach the outer boundaries of their physical range. Calculations proved a standard deviation of the spherical error angle in Poincaré-sphere representation to be less than 3 degree corresponding to a 0.25 dB maximum power penalty.

1. INTRODUCTION

Coherent lightwave transmission is under extensive study because there are two main advantages: first, a 10 - 20 dB receiver *sensitivity* improvement over direct detection and, second, a better wavelength *selectivity*. The latter topic offers applications of dense optical frequency division multiplexing (FDM). Several digital modulation concepts of the optical carrier wave are available, that is, amplitude-shift keying (ASK), frequency-shift keying (FSK) or phase-shift keying (PSK). There are even polarization-shift keying (PolSK) concepts reported in literature.

On the other hand, coherent optical transmission systems, which consist of standard single mode fibers, usually suffer from fluctuations of the state-of-polarization (SOP). These disturbances originate from time dependent fluctuations in the transmission line, i.e. fluctuations of the inherent fiber birefringence. This property is induced by twisting and bending the fiber or by temperature changes. The maximum power spectra of the polarization fluctuation of a long-haul optical submarine cable were found experimentally to be less than 50 Hz [1] - [4]. As real-time problems will not occur, there will appear no difficulty in implementing a polarization controller for a coherent optical system.

SOP fluctuations cause degradation in receiver sensitivity generated by a mismatch between the SOP of the incoming signal and of the local oscillator (LO) signal. The most favorable method to overcome this problem is to use active polarization-controlling elements for SOP matching, for it suffers from the lowest system degradation due to polarization mismatch.

In the Poincaré-sphere representation [5], which is used throughout this paper, every surface point of the unit sphere corresponds to a specific SOP. A vector from the origin to the sphere surface is called Stokes vector. The effect of a polarization-controlling element, also called a polarization transducer or retarder, is that it rotates the SOP on the sphere surface. For the transducers considered in this paper, the axis of rotation lies in the equatorial plane, the angle is proportional to the retardation caused by the transducer. A series of transducers is thus described by a series of rotations on the Poincaré sphere.

Many non-mechanical SOP-controlling devices have a finite operational range. Such a finite range polarization transducer is capable to adjust the rotation angle on the Poincaré sphere only over a limited range of usually several π.

As the input SOP changes monotonically, such a transducer may reach the boundaries of its operating range. This process is called a winding-up behavior of the applied transducer.

In high-speed communication systems a rapid variation ('quick-unwinding') of the rotation angle would cause a temporary SOP mismatch combined with a loss of data. Thus, quick-unwinding is not permitted for usually applied polarization transformers; therefore, an important characteristic

*Technische Hochschule Darmstadt, Institut für Übertragungstechnik und Elektroakustik, Merckstrasse 25, D-64283 Darmstadt, Germany

that has to be realized in SOP-control schemes is an *endless operation* without the transducers reaching their range limits. The task of controlling the polarization of light in a coherent optical transmission system is to match the SOPs continuously, irrespective of random input SOP variations.

A lot of effort has been made to solve this problem and many control schemes have been proposed in previous papers [6] - [14]. They all, however, require sophisticated reset procedures when one of the transducers is approaching the limit of its operational range. According to these control schemes it is possible to re configure internal SOPs between successive transducer elements in such a way that unwinding can be applied, without affecting the overall polarization match. The author will call such a complex reset procedure 'intelligent-unwinding', in contrast to the above-mentioned not practicable quick-unwinding reset procedure.

Intelligent-unwinding requires high computing resources during the short time interval when a polarization transducer reaches its range limit. Therefore, during these procedures the actual SOP - control algorithm is usually interrupted, starting up with the intelligent-unwinding process. Hence, during the intelligent reset a sensitivity degradation due to SOP mismatch becomes even more probable. On the other hand, there are long periods with low computing power requirements during normal operation.

This paper describes a new solution for a reset-free endless polarization-control scheme. The principal idea is not to allow the transducers to approach their physical limits, thus making reset operations obsolete. Therefore, the control scheme is carried out without additional sensitivity degradation caused by SOP mismatch during an intelligent-reset procedure. With four controlling elements being used, there is at least one degree of freedom left to maximize the distance from the actual retardation to the physical retardation limits in a mean-square sense (section 4). Because of this optimization, the new SOP control algorithm offers maximum dynamic characteristics. By linearizing the basic equations it is possible to reduce the algorithm complexity and the computational load.

The algorithm described is intended to be used with four liquid crystal retarders (LQR) [6]. These retarders are available in a pigtailed arrangement. The liquid crystal cells have no moving parts, as they are operated electrically.

The coherent receiver environment in which the SOP-control scheme is intended to work is presented in the following section 2. This section includes the task of matching both polarizations. After characterizing the chosen polarization transformers (section 3.1), the transformer arrangement capable of endless SOP control is introduced (section 3.2). Then the concept of how the new optimized algorithm maintains SOP endless control will be explained (section 4). The paper concludes with the presentation of simulation results.

2. COHERENT RECEIVER

A coherent receiver needs an LO for frequency down-converting the incoming signal. One promising concept for the demodulation of differential encoded phase-shift-keying (DPSK) signals is the phase-diversity intradyne receiver [15]. In this scheme

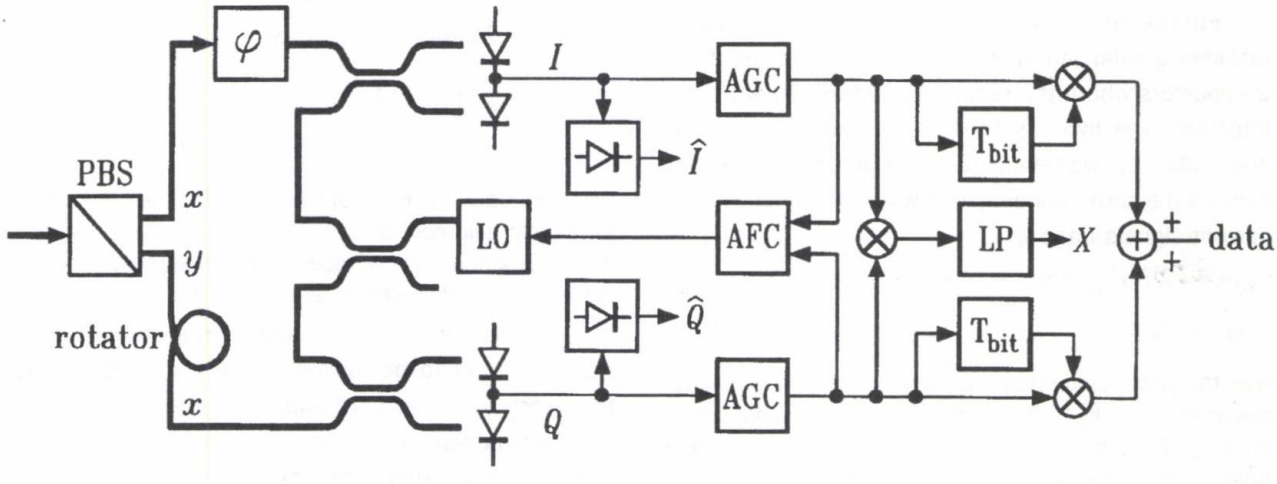


Fig. 1 : Coherent optical receiver configuration

the advantage of phase-diversity, i.e. relaxed laser-line width requirements, is combined with homodyne baseband signal-processing. There are advantage in operating with a small intermediate frequency (IF) $\omega_{IF} = \omega_S - \omega_{LO}$ offset from zero (some per cent of the bit rate [15]), where ω_S and ω_{LO} are the optical frequencies of the transmitter and the LO laser, respectively.

As in every coherent optical receiver without any additional polarization-measurement circuits, the power level of the electrical intermediate frequency is the only information describing the success of SOP matching. Therefore, these IF signals must be fed back to the SOP-control algorithm.

In fig. 1 the considered coherent receiver block diagram is shown. The first element is a polarization beam splitter (PBS) at the input port. The orientation of this device defines the x - y reference co-ordinate system for polarization. For the received data-bearing signal wave it is assumed that:

$$\vec{E}_S = \begin{pmatrix} E_{Sx} \\ E_{Sy} \end{pmatrix} = \sqrt{P_S} \begin{pmatrix} \sqrt{1-k_S} \\ \sqrt{k_S} \cdot e^{j\theta_{SOP}} \end{pmatrix} \cdot e^{jd(t)\Delta\varphi},$$

with a power-splitting ratio $k_S = 0. \ . \ .1$ of the received optical power P_S and a phase relation θ_{SOP} between the received x - and y - polarization entering the PBS, the transmitted PSK - data $d(t) = \pm 1$ and the modulated phase angle $\Delta\Phi \approx \pi/2$. The electrical field $\vec{E}_S$ corresponds to the Stokes vector $\vec{S}$:

$$\vec{S} = \begin{pmatrix} 1 - 2k_S \\ 2\sqrt{1-k_S} \cdot \sqrt{k_S} \cos\theta_{SOP} \\ 2\sqrt{1-k_S} \cdot \sqrt{k_S} \sin\theta_{SOP} \end{pmatrix}$$

The horizontal x - polarization E_{Sx} is used for the inphase current component I, the vertical y-polarization E_{Sy} for the quadrature current component Q.

Furthermore, the receiver's optical hybrid includes a polarization rotator and three standard 2 x 2 - couplers where the received and the LO light wave interfere. The hybrid's four optical output ports are succeeded by two balanced photo detector pairs that convert the corresponding light waves into electrical IF current signals I and Q:

$$I = R\sqrt{2P_I P_{LO}} \cdot \cos\left(\omega_{IF} t + d(t)\Delta\Phi + \varphi\right) + n_I;$$

$$Q = R\sqrt{2P_Q P_{LO}} \cdot \cos\left(\omega_{IF} t + d(t)\Delta\Phi + \theta_{SOP}\right) + n_Q,$$

with the photo diode responsitivity R, the inphase signal power $P_I = (1 - k_S) \cdot P_S$ and the quadrature signal power $P_Q = k_S \cdot P_S$, the LO power P_{LO}, and an additional phase shift φ occurring inside the optical hybrid. Associated with the photon detection are the shot noise terms n_I and n_Q in each receiver branch.

The power - splitting ratio k_S between both receiver arms can easily be adjusted by SOP control. It is aspired to split the incoming signal bearing light wave power P_S into two equal parts:

$$k_s = 0.5 \quad \text{or} \quad P_I = P_Q \tag{1}$$

This is the first task for the polarization - control algorithm. As shown in fig. 1, the power splitting ratio is determined by a peak-detector in each receiver branch:

$$\hat{I} = R\sqrt{2P_I P_{LO}}, \text{ and: } \hat{Q} = R\sqrt{2P_Q P_{LO}},$$

and fed back to the SOP control unit.

Generally, after the PBS there may occur a relative phase delay φ between both branches. The amount of this phase delay is unknown and not constant with time, for it depends e.g. on thermal variations of the fiber length. To maximize the receiver performance, orthogonal electrical currents I and Q should be achieved:

$$\theta_{SOP} = \varphi \pm \pi/2 \tag{2}$$

SOP - controlling elements not only change the power-splitting ratio between the x- and y- component but also give rise to a controllable phase shift between both components. Hence, the time-dependent phase shift φ can be compensated for by SOP control; this is the second task for the SOP control unit. The condition of SOP matching in eqn. (1) and (2) corresponds to the desired target Stokes vector $\vec{S}^d$:

$$\vec{S}^d = \pm \begin{pmatrix} 0 \\ -\sin\varphi \\ \cos\varphi \end{pmatrix} \tag{3}$$

This vector is not constant but may vary with φ because of fiber length fluctuations. To measure the orthogonality between both signals I and Q, they are multiplied, low-pass filtered:

$$X = LP[2\cos(\omega_{IF} t + d(t)\Delta\Phi + \varphi) \cdot$$

$$\cdot \cos(\omega_{IF} t + d(t)\Delta\Phi + \theta_{SOP})] =$$

$$= \cos(\theta_{SOP} - \varphi),$$

and fed back to the control unit. By the use of an automatic gain control unit (AGC) the feedback signal X gets independent of the received power-splitting ratio k_S, but depends only on the phase difference $\theta_{SOP} - \varphi$.

In coherent optical transmission systems the LO frequency has to be locked to the transmitter laser frequency by an optical frequency-locked loop (OFLL). The intermediate frequency ω_{IF} can be stabilized by applying an automatic frequency control unit (AFC).

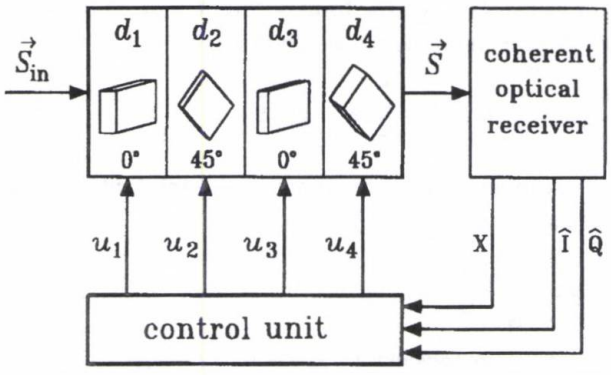


Fig. 2: SOP controller configuration

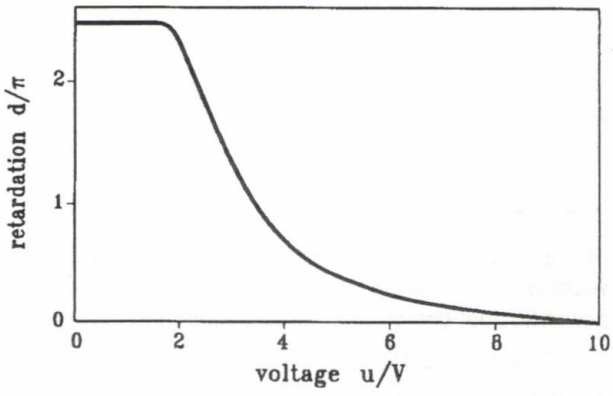


Fig. 3: Retardation as a function of the applied voltage to a liquid crystal device

Two delay-line demodulators, one in each receiver branch, separately delay (T_{bit} = bit - duration) and multiply the electrical signals I and Q which are summed up to get the demodulated data.

3. POLARIZATION CONTROLLER

The polarization controller configuration is depicted in fig. 2. As explained in section 2, the electrical currents I and Q contain the information describing the success of SOP matching expressed in eqn. (1) and (2). The peak-values $\hat{I}$ and $\hat{Q}$, containing the information about the power-splitting ratio k_S, and the orthogonality signal X, containing the information about the phase relation between I and Q, are fed back to a personal computer which carries out the algorithm calculations.

As can be seen in fig. 2, the four control - unit output voltages u_i, i = 1 . . . 4 drive the polarization transducers. These devices transform the input SOP, denoted as the Stokes vector $\vec{S}_{in}$, into the output SOP $\vec{S}$.

It should be emphasized that the SOP controller is embedded in a complete optical receiver system.

There are no special polarization measurement circuits integrated in the receiver, but only circuits already needed for signal demodulation.

3.1. Liquid Crystal Transformers

An SOP transforming device induces a birefringent behavior into the optical path. This corresponds to a retardation *d* between the two orthogonal modes perpendicular and parallel to the transducers' eigenvectors.

In the case of liquid crystal retarders (LQR) the eigenvectors are fixed, but the retardation angle *d* is variable. The retardation *d* varies over a limited operational range from rouggly $d_{min} = 0.2\ \pi$ to $d_{max} = 2.4\ \pi$, fig. 3, depending on the applied voltage *u*. LQR_S have no movable parts, but operate electrically. This is a great advantage over devices that apply mechanically induced birefringence [7] - [9]. By using four LQR_S, a stable high-speed endless polarization control can be realized with a response time of roughly 20 ms. Additionally, LQR_S are commercially available in a hermetically sealed fiberpigtailed arrangement which includes four crystal cells; the complete device suffers from a low insertion loss of less than 1.5 dB.

3.2. Transformers' Arrangement

The eigenvector orientation of the first liquid crystal cell is supposed to be $\eta_1 = 0^o$ with respect to a co-ordinate system defined by the PBS, fig. 2. The second transducer is oriented with $\eta_2 = 45^o$ followed by a pair of $\eta_3 = 0^o$ and $\eta_4 = 45^o$ retarders. As the eigenvectors of successive retarders have a tilt angle of 45°, the axes of the rotation are perpendicular in the Poincaré-sphere representation. The angle of rotation is equal to the transducers' retardation d_i. In fig. 2 the retardation is visualized by the thickness of the retardation plates.

4. CONTROL ALGORITHM

4.1. Control Demands

To get information about the success of SOP matching, the retarders' drive voltages u_i are modulated ('dithered') in pairs. The corresponding retardation modulation of d_i affects the signal *I* and *Q* to start dithering, too. This leads to a way of determining an estimation for the first (and second)

normalized derivate of both IF peak-signals $\hat{I}$ and $\hat{Q}$ with respect to the four drive signals d_i (u_i):

$$\frac{1}{\hat{I}} \cdot \frac{\partial \hat{I}}{\partial d_i} = \frac{\partial S_1 / \partial d_i}{2(1+S_1)}, \qquad i = 1 \ldots 4, \tag{4}$$

and:

$$\frac{1}{\hat{Q}} \cdot \frac{\partial \hat{Q}}{\partial d_i} = -\frac{\partial S_1 / \partial d_i}{2(1-S_1)}, \qquad i = 1 \ldots 4, \tag{5}$$

where S_1 is the first component of the output Stokes vector S. By normalizing, the derivates get independent of power fluctuations of both the signal and the LO laser.

The new SOP-control scheme uses these eight measurable derivates, four in each case ($\partial \hat{I} / \partial d_i \hat{I}$ and $\partial \hat{Q} / \partial d_i \hat{Q}$), to calculate an estimation for the time-varying SOP $\vec{S}$. As polarization always has two degrees of freedom, it is possible to compute an SOP estimation $\vec{S}$ by a numerical regression method (Householder decomposition). This calculation strongly depends on the considered receiver configuration and is therefore treated in appendix 7.2.

The unknown phase shift φ can be estimated by applying the inverse trigonometrical function in eqn. (2) and low-pass filtering. With the estimated phase $\tilde{\varphi}$ the desired SOP $\tilde{S}^d$ can be obtained according to eqn. (3). Both SOP vectors, $\tilde{S}$ and $\tilde{S}^d$, are the inputs for the optimized SOP-control unit in section 4.2.

For the moment, we assume the actual SOP $\vec{S}$ and the desired target SOP $\vec{S}^d$ to be known, but not to be equal. Furthermore, the difference between $\vec{S}$ and $\vec{S}^d$ is assumed to be small. Then, the task of the SOP-control algorithm is to calculate small variations δ_i of the actual LQR retardations d_i in such a way that time-varying SOP $\vec{S}_{in}$ is transformed into the desired SOP $\vec{S}^d$ at the output.

Now, we are interested in knowing how the actual SOP $\vec{S}$ changes with small retardation changes δ_i. It is shown in appendix 7.1, that the partial derivate of $\vec{S}$ with respect to the retardation angle d_i is perpendicular to the actual SOP $\vec{S}$.

$$\frac{\partial \vec{S}}{\partial d_i} = \vec{v}_i \times \vec{S}, \qquad i = 1 \ldots 4. \tag{6}$$

The vectors $\vec{v}_i$ corresponding to the i-th transducer have an exceptional meaning for the control algorithm and will be designated the 'system vectors'. They depend only on the (in principle) known retardation angles d_i and the physical orientation of the transducer (section 3.2). It is assumed that the system vectors $\vec{v}_i$ are known without an error.

Consequently, the total differential $d\vec{S}$ is the sum of the partial derivates weighed with δ_i.

$$d\vec{S} = \sum_{i=1}^{4} \delta_i \cdot \frac{\partial \vec{S}}{\partial d_i} = \sum_{i=1}^{4} \delta_i \cdot (\vec{v}_i \times \vec{S}). \tag{7}$$

A reasonable estimation for the total differential $d\vec{S}$ can be calculated in such a way:

$$d\vec{S} = \frac{\vec{S}^d}{\vec{S}^d * \vec{S}} - \vec{S}, \tag{8}$$

that it is perpendicular to $\vec{S}$, where * denotes the scalar product. As $d\vec{S}$ lies in a plane perpendicular to $\vec{S}$, it is possible to reduce the three-dimensional equation (7) by one dimension, i.e.

$$\left| d\vec{S} \right|^2 = \sum_{i=1}^{4} \delta_i \left\{ d\vec{S} * (\vec{v}_i \times \vec{S}) \right\}$$

$$0 = \sum_{i=1}^{4} \delta_i \left\{ (d\vec{S} \times \vec{S}) * (\vec{v}_i \times \vec{S}) \right\} \tag{9}$$

It should be pointed out that the two-dimensional equation (9) is linear in δ_i. The SOP-control algorithm has to determine the changes δ_i that solve eqn. (8) and (9).

Including a second-order two-dimensional derivate analysis it is possible to make the SOP-control scheme even error-tolerant, i.e. absolute calibration of the transducers' rotation angles is not necessary. This feature is important for the practical use of any SOP-control scheme.

4.2. Optimization Criterion

Conventional polarization-control algorithms realized with four transformer elements usually split up the transducers in a 'master' and a 'slave' pair. The two master retarders maintain control during the normal operation. If one of them is reaching its range limit, the control is handed over to the slaves starting up an intelligent-reset procedure on the critical master retarder.

In the new optimized scheme, proposed here, all four transducers are of the same rank. Therefore, four degrees of freedom (d_i, i = ... 4) are available to control the output SOP $\tilde{S}$, i.e. the *two* equations of (9) have to be solved by adjusting *four* variables d_i. The two remaining degrees of freedom in the transducers' adjustment allow it to set up a further demand: to maximize the distance of the transducers' retardation angles d_i to their range limits d_{max} and d_{min}, respectively.

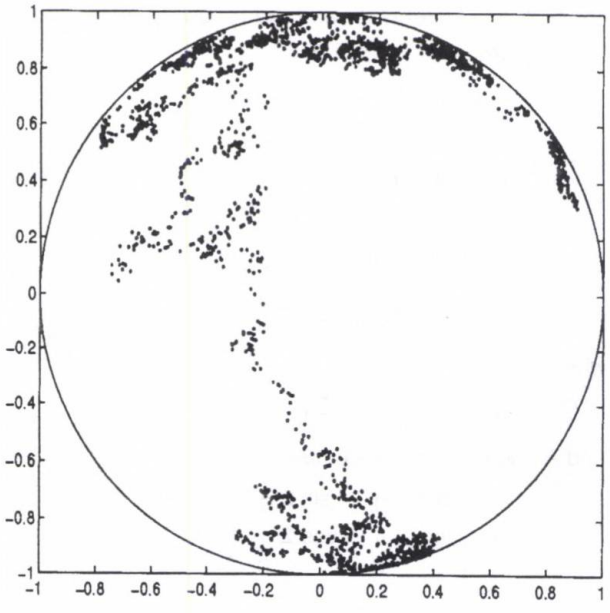


Fig. 4 - Projection of $\vec{S}_{in}$ fluctuations into the S_1-S_2-plane of the Poincaré sphere.

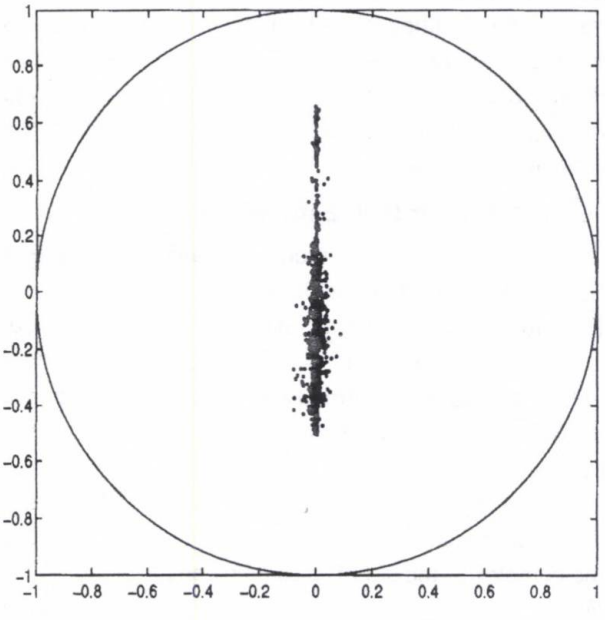


Fig. 5: Projection of the output SOP $\vec{S}$ into the S_1-S_2-plane of the Poincaré sphere.

The optimization is set up with a cost function that has to be minimized.

$$c(d_i) = \sum_{i=1}^{4} \frac{1}{(d_{max} - d_i)^2 \cdot (d_i - d_{min})^2}$$

If the retardations d_i approach their limits, the costs will tremendously rise. By minimizing $c(d_i)$ under the constraints of (9), the gap to the physical-range limits will be maximized in a mean-square sense.

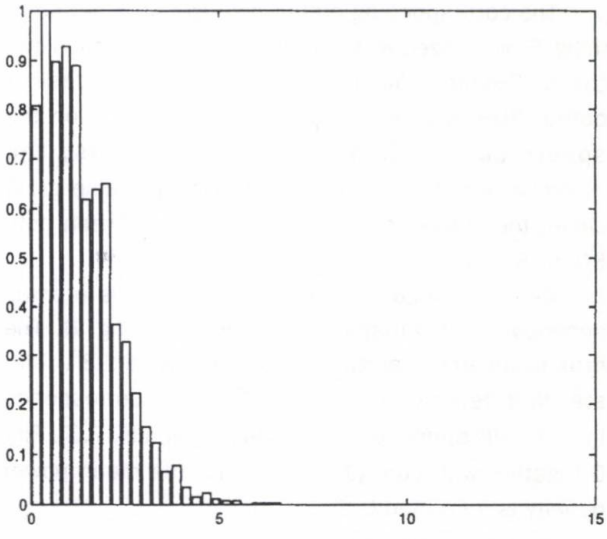


Fig. 6: Frequency distribution (arbitrary units)of the spherical error angle (degree) between the desired and the actual SOP, $\vec{S}^d$ and $\vec{S}$, respectively

Therefore, the algorithm is called "maximum-square distance" (MSD) gradient algorithm.

A suitable numerical method for constrained optimization is the Lagrange optimization. To reduce the calculation complexity the cost function $c(d_i)$ is linearized at the operating point d_i^{OP}. This leads together with eqn. (9) to a set of linear equations in the retardation changes δ_i . After calculation of δ_i the SOP transducers' retardations d_i will be updated by the new optimized changes.

5. RESULTS

The above algorithm was tested by computer simulations. In fig. 4 the input SOP fluctuation $\vec{S}_{in}$ is projected into the S_1 - S_2 - plane in Poincaré-sphere representation. Each dot stands for one simulation step, which takes about 150 milliseconds if the algorithm is carried out by a C program on a personal computer. The random process $\vec{S}_{in}$ was assumed to be Wiener, i.e. the noise component is a two-dimensional integrated Gaussian white process with a variance of $\sigma_{SOP} = 2^o$ in each direction on the sphere. Of course, this input SOP fluctuation will not be encountered exactly in reality, but it is used to demonstrate the algorithm efficiency. Additionally, the IF signals *I* and *Q* are corrupted by low-pass filtered noise originating from photo diode shit noise and receiver noise. The unknown phase delay φ was supposed to be Wiener, too, with a variance of $\sigma_\varphi = 1^o$.

The corresponding output polarization $\vec{S}$ is shown in fig. 5, visualized as the Stokes vector projection into the S_1-S_2-plane. According to eqn. (3), the desired output SOP lies on the great circle ($S_1^d = 0$) on the sphere surface and varies with φ. Thus, the controller's output SOP $\vec{S}$ moves on the same great circle, too. There is a good agreement between both SOPs, $\vec{S}$ and $\vec{S}^d$.

As in every controlling scheme, there is a small spherical error remaining between them, fig. 6. The maximum error angle does not exceed 8°. The standard deviation is about 2.2°, which corresponds to a 0.2 dB optical power penalty (appendix 7.3). Fig. 6 together with eqn. (10) show that the mean power penalty is less than 0.25 dB.

6. CONCLUSION

A new optimized polarization-control scheme has been presented that is embedded in a complete phase-diversity coherent optical receiver configuration. It performs an excellent SOP matching along with medium calculation power needs. The control algorithm guarantees not to exceed the retarders' range limits and therefore avoids reset procedures. Four polarization transducer elements with only a 2π operational retardation width are sufficient for endless control.

It should be emphasized, that the algorithm is intended to control slow varying SOP changes, typical for long-haul optical fiber links, but not for fast SOP fluctuations induced by rigorously manipulated parts of the fiber. The basic idea of the gradient algorithm can easily be transferred to other SOP-control systems.

7. APPENDIX

7.1. Output SOP Small Signal Analysis

Successive retarders describe a series of rotations in the Poincaré-sphere representation. A slight change of e.g. the second transducer angle ∂d_2 generates a corresponding small output SOP change $\partial \vec{S}$. It depends on the retardations d_3 and d_4 of the following transducers and their spatial orientation η_3 and η_4.

Using the Poincaré sphere it becomes graphically clear that a small change $d\vec{S}$ is always perpendicular to $\vec{S}$ itself. Three-dimensional small rotation analysis leads to the same result as expressed in eqn. (6). There, the system vectors $\vec{v}_i$ are specific unit vectors with the length $|\vec{v}_i| = 1$. They only depend on the considered i-th retarder and the following retarders j = i . . . 4, i.e.

$$\vec{v} = C_4 C_3 C_2 A(2\eta_1) \cdot \vec{e}_1$$

$$\vec{v} = C_4 C_3 A(2\eta_2) \cdot \vec{e}_1$$

$$\vec{v} = C_4 A(2\eta_3) \cdot \vec{e}_1$$

$$\vec{v} = A(2\eta_4) \cdot \vec{e}_1$$

where:

$$C_j = A(2\eta_j)\ B(d_j)\ A(-2\eta_j)$$

and A and B are rotation matrices.

$$A(2\eta_j) = \begin{pmatrix} \cos 2\eta_j & -\sin 2\eta_j & 0 \\ \sin 2\eta_j & \cos 2\eta_j & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$B(d_j) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos d_j & -\sin d_j \\ 0 & \sin d_j & \cos d_j \end{pmatrix}$$

The system vectors $\vec{v}_i$ are the only variables which have to be modified if the transducers orientation η_i is altered. Calculations proved that angle offsets less than $|\Delta\eta_i| = 2°$ from the ideal orientation, e.g. $\eta_1 = \eta_3 = 0°$ and $\eta_2 = \eta_4 = 45°$, generate negligible control degradation.

7.2. Output SOP Estimation

In an SOP-control system the transducers' output SOP $\vec{S}$ has to match the desired polarization $\vec{S}^d(\varphi)$. Therefore, only the output SOP has to be estimated, disregarding the input $\vec{S}_{in}$. In the case of an ideal control device the intermediate SOPs can be deduced by the control system from the magnitudes of the control signals $d_i(u_i)$.

Inserting eqn. (6) in (4) and (5), a non-linear set of eight equations results for $\vec{S} = (S_1, S_2, S_3)^t$. To reduce the complexity, the set of equations can be linearized. By applying a numerical regression method (Householder decomposition) the new output SOP $\tilde{S}$ is estimated.

7.3. Degradation due to SOP mismatch

An SOP-matching error both in the power-splitting ratio and the orthogonality of *I* and *Q* degrades the receiver sesitivity. The realized output SOP may be:

$$\vec{S} = \pm \begin{pmatrix} & & \sin\alpha_P \\ - & \sin(\varphi + \alpha_\varphi) & \cos\alpha_P \\ & \cos(\varphi + \alpha_\varphi) & \cos\alpha_P \end{pmatrix}$$

where the angles α_P and α_φ stand for the power error and the phase error, respectively. The AGC unit is assumed to

hold the signal amplitudes fixed and equal $\hat{I} = \hat{Q}$, resulting in variable noise levels.

$$I_{AGC} = \hat{I} \cdot \cos(\omega_{IF} t + d(t)\,\Delta\Phi + \varphi) + \frac{n_I(t)}{\sqrt{1+\sin\alpha_P}}$$

$$Q_{AGC} = \pm \hat{Q} \cdot \sin(\omega_{IF} t + d(t)\,\Delta\Phi + \varphi + \alpha_\varphi) + \frac{n_Q(t)}{\sqrt{1-\sin\alpha_P}}$$

At a bit-error-rate of 10^{-9} reasonable shot noise terms are small compared to the signal amplitudes $\eta_I, \eta_Q << \hat{I}, \hat{Q}$; their corresponding power spectral densities are equal $S_{n_I}(\omega) = S_{n_Q}(\omega)$. Furthermore, the intermediate frequency is supposed to be only some percent of the bit rate $\omega_{IF} T_{bit} << \pi$.

By calculating the signal-to-noise ratio at the output of the phase-diversity receiver, it can be shown that the power penalty is a cyclical function of the time.

$$penalty = \frac{\left(\sin^2\Gamma + \cos^2(\Gamma+\alpha_\varphi)\right)^2}{\frac{\sin^2\Gamma}{1+\sin\alpha_P} + \frac{\cos^2(\Gamma+\alpha_\varphi)}{1-\sin\alpha_P}} \qquad (10)$$

where $\Gamma(t) = \omega_{IF} t + \varphi$. If there is only one error, phase or a power- splitting error, the maximum penalty can be simplified to be $1 - \sin|\alpha_P|$ and $1 - \sin|\alpha_\varphi|$, respectively.

References

[1] G. Nicholson, D. Temple, "Polarization fluctuation measurements on installed single-mode optical fiber cables", J. Light wave Technol. 7, pp. 1197-1200, August 1989.

[2] R. Calvini, R. Caponi, F. Cisternino: "Polarization measurements on single-mode fibbers", J. Light wave Technol. 7, pp. 1187-1196, August 1989.

[3] T. Imai, T. Matsumoto : "Polarization fluctuations in a single-mode optical fibber", J. Light wave Technol. 6, pp. 1366-1375, September 1988.

[4] Y. Namihira, H. Kawabayashi, "Real-time measurements of polarization fluctuations in an optical fiber submarine cable in a deep-sea trial using electrooptic $LiNbO_3$ Device", J. Light wave Technol. 7, pp. 1201-1206, August 1989.

[5] M. Born, E. Wolf : Principles of Optics, 5. Edition, S. 30-31, Pergamon Press, 1975.

[6] S. Rumbaugh, M. Jones, L. Casperson : "Polarization control for fiber-optic systems using nematic liquid crystals", J. Lightwave Technol. 8, pp. 459-464, March 1990.

[7] H. Shimizu, S. Yamazaki, T. Ono, K. Emura : "Highly practical fiber squeezer polarization controller," J. Light wave Technol. 9, pp. 1217-1223, October 1991.

[8] W. Aarts, G. Khoe: "New endless polarization control method using three fiber squeezers", J. Lightwave Technol. 7, pp. 1033-1043, July 1989.

[9] T. Pikaar, K. v. Bochove, A. v. Rooyen, H. Frankena, F. Groen : "Nondeterministic endless control system for active polarization control", J. Lightwave Technol. 7, pp. 1982-1986, December 1989.

[10] V. Napasab, T. Okoshi : "Polarization recombining: A new automatic polarization control scheme for heterodyne or homodyne optical receivers", J. Opt. Commun. 9, pp. 102-107, March 1988.

[11] G.R. Walker, N. G. Walker, "Polarization control for coherent communications", J. Lightwave Technol. 8, pp. 438-458, March 1990.

[12] N.G. Walker, G.R. Walker : "Endless polarization control using four fibber squeezers", Electr. Lett. 23, pp. 290-292, March 1987.

[13] R. Noe, H. Heidrich, D. Hoffmann: "Endless polarization control systems for coherent optics", J. Lightwave Technol. 6, pp. 1199-1207, July 1988.

[14] L. J. Rysdale: "Method of overcoming finite-range limitation of certain state of polarization control devices in automatic polarization control schemes", Electr. Lett. 22, pp. 100-101, January 1986.

[15] A. W. Davis, M.J. Pettitt, J.P. King, S. Wright : "Phase diversity techniques for coherent optical receivers", J. Lightwave Technol. 5, pp. 561-572, April 1987.

Simulation of Stochastic Gradient Descent Algorithms for Blind Channel Equalization in Multiple-PAM Transmission

As. ing. Cristian Negrescu, Conf. dr. ing. Iancu Ceapă *

Key words: adaptive filters, equalization, blind deconvolution, stochastic gradient algorithms, simulations.

Abstract: In this paper we present the most important stochastic gradient algorithms for blind channel equalization. Simulations are made for these algorithms and the results are compared with those given by an LMS adaptive equalizer that works with training sequence. We made simulation for a multiple-PAM transmission.

I. STOCHASTIC GRADIENT DESCENT ALGORITHMS FOR BLIND CHANNEL EQUALIZATION

Ordinary adaptive equaliser used in digital communications require a known training sequence. At the beginning, the transmitters send this sequence through the channel. At the receiver point an adaptive equalizer (see figure 1) uses it, during the training period, to compute the needed coefficient for the filter. The training sequence must be long enough to permit adaptation. We can consider that the adaptation was reached when the eye pattern is open. After the training period the filter is switch to "decision-directed mode". Now, the data transmission can start. Because the fact that eye pattern is open, and if assumption about time variation of the channel parameters is satisfied, the estimated data is identical with data sent by the transmitter, and the output sequence can be used as 'reference signal' for adaptive equalizer.

Unfortunately, not always, receiver has available a copy of the training sequence and the equalization must be made without cooperation of the transmitter. The problem will pass now into the blind deconvolution class.

We consider a model for a baseband communication system, which is depicted below.

The model consists of the cascade connection of a linear communication channel, a blind equalizer and a decision circuit (detector). The channel includes the combined effects of the transmit filter, the transmission medium and the receive filter. If the presumed N levels - PAM transmission is not a baseband transmission, the model is a low frequency equivalent one. Also we supposed satisfied few assumptions:

A.1 - multiple-PAM transmission with $N \geq 2$ levels ($a(k) \in \{\pm 1, \pm 3, \ldots\}$).

A.2 - input data symbols a (k) are independent and identically distributed (i.i.d.) random variables.

A.3 $E\{a(k)\} = 0$.

A.4 $E\{a(k) \cdot a(n)\} = \delta(n-k)$.

A.5 - probability density function of the data symbol a (k) is symmetric and uniform.

A.6 - we consider that we have an automatic gain control (AGC) system that keeps the variance of the channel output constant ($\sigma_y^2 = 1$). We are justified to do so, because the degradation in the performance of data transmission is usually dominated by intersymbol interference (ISI) due to channel dispersion.

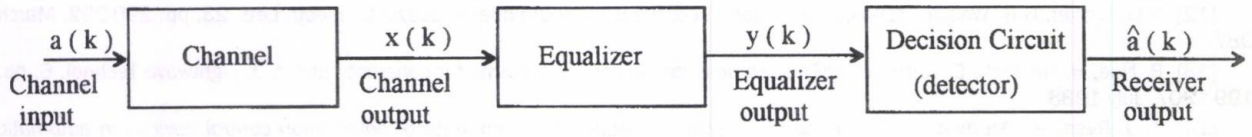


Fig. 1. Model of Communication System

* University "Politehnica" of Bucharest

A.7 - the channel is time invariant or very slow time variant (compared to the adaptation period).

The main idea of the gradient descent algorithms for blind equalizers is the fact that all these algorithms use the steepest decent method for minimizing a cost function (J) (usually non MSE). In order to be a useful cost function, J must be a measure of I.S.I. for y (k) and also, its computing must no imply training sequence.

The steepest descent method implies that update equation for weight vector is [6]:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) - \mu \cdot \nabla^{\wedge}_{\boldsymbol{W}(k)}(J) \tag{1}$$

where the cost function has generally form:

$$J(k) = E\{g(y(k))\} \tag{2}$$

in which g : **R** ——> **R** is a real function.

Because the user works with only one realization we shall use the stochastic gradient descent method [6]. In conformity to this method (2) becomes:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) - \mu \cdot \nabla^{\wedge}_{\boldsymbol{W}(k)} \{g(y(k))\} =$$

$$= \hat{\boldsymbol{W}}(k) - \mu \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial g(y(k))}{\partial w_o} \\ \frac{\partial g(y(k))}{\partial w_1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{\partial g(y(k))}{\partial w_{M-1}} \end{bmatrix} \tag{3}$$

If, by extension from LMS algorithm, we define the ***error function*** as the first derivative of function g:

$$e(u) \overset{def}{=} -\frac{\partial g(u)}{\partial u} = -g'(u) \tag{4}$$

we get weight vector update equation form depicted below:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) + \mu \cdot e(y(k)) \cdot \boldsymbol{X}(k) \tag{5}$$

in which:

$$\boldsymbol{X}(k) \overset{def}{=} \left[x(k)\ x(k-1) \cdots x(k-M+1) \right]^T \tag{6}$$

is the input vector, μ is the stepsize parameter and M represents the order for FIR transversal filter. An adaptive blind equalizer driven by such an error signal is depicted in figure 2.

It is obvious that most difficult problem is to choose an adequate function *g*. The dsign objective of blind equalization then switches to the selection of the error function *e* such that local minima of the cost function *J* or the locally stable equilibrium of the algorithm corresponds to a significant removal of ISI [2].

Because of the symmetric distribution of the input data over the input alphabet (A.5) the function *g* should be even:

$$g(-u) = g(u) \tag{7}$$

This last condition told us, that this class of algorithms is characterized by more than one global minimum. To avoid this problem one can use the differential encoding [2]. By particularization of the error function we can get the most important stochastic gradient descent algorithms used for blind equalization.

Decision - Directed Algorithm

We define error function as:

$$e(u) \overset{def}{=} Q(u) - u \tag{8}$$

where Q is a clustering function for an N-PAM transmission:

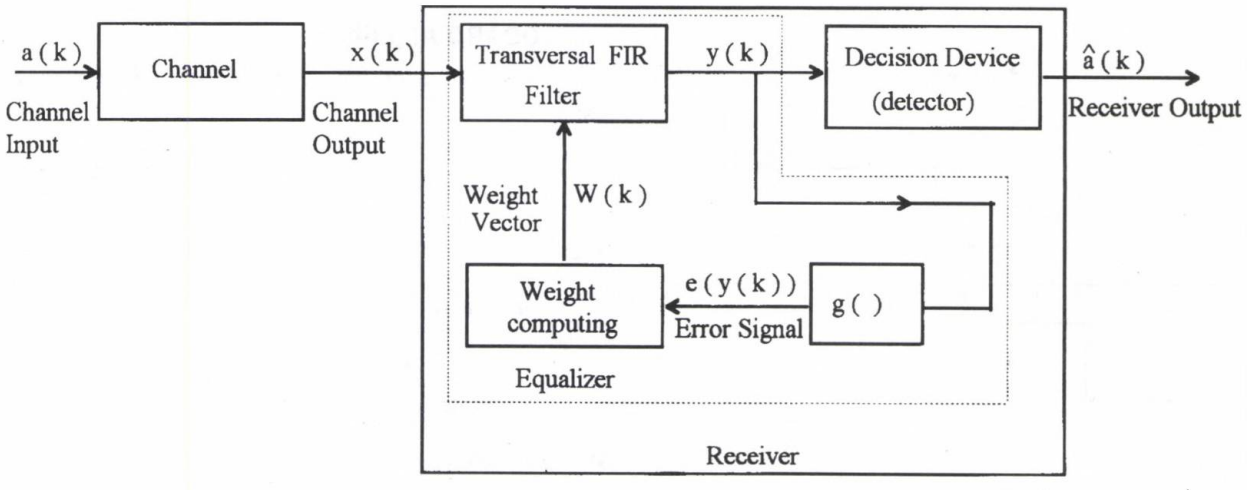


Fig. 2. Blind adaptive equalizer leaded by the error signal

$$Q(u) \overset{def}{=} \begin{cases} \min\left\{\left[\frac{u}{2}\right]\cdot 2+1,\ N-1\right\}, & \text{for } u \geq 0 \\ \max\left\{\left[\frac{u}{2}\right]\cdot 2+1,\ -N-1\right\}, & \text{for } u < 0 \end{cases} \tag{9}$$

The weight vector update equation becomes:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) + \mu \cdot (Q(y(k)) - y(k)) \cdot \boldsymbol{X}(k) \tag{10}$$

For a better understanding we shall give an example. We suppose that we have a 4-PAM data transmission. The alphabet for the input sequence a(k) is {±1 , ±3}, case in which the corresponding clustering function Q (u) will be like in figure 3.

SATO Algorithm

The algorithm introduced by Sato use another form for the error function:

$$e(u) \overset{def}{=} R_1 \cdot sqn(u) - u \tag{11}$$

where:

$$R_1 \overset{def}{=} \frac{E\left\{|a(k)|^2\right\}}{E\left\{|a(k)|\right\}} \tag{12}$$

The corresponding update equation for weight vector becomes:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) + \mu \cdot (R_1 \cdot sqn(y(k)) - y(k)) \cdot \boldsymbol{X}(k) \tag{13}$$

It is useful to compute the constant R_1 for few N-PAM transmissions. Using assumptions that the data symbols a(k) are uniform *i.i.d.* random variables with zero mean and unit variance (A.2, A.3, A.4) we get:

- - for 2-PAM transmission:

$$a(k) \in \{\pm 1\}$$

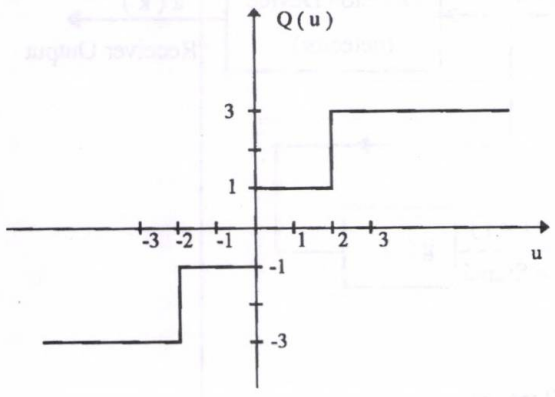


Fig. 3. Clustering function Q (u)

$$E\{|a(k)|\} = 1 = E\{|a(k)|^2\}; \tag{14}$$

$$R_1 = 1 \tag{15}$$

- - for 4-PAM transmission:

$$a(k) \in \{\pm 1, \pm 3\}$$

$$E\{|a(k)|\} = 2; \quad E\{|a(k)|^2\} = 5; \tag{16}$$

$$R_1 = 2.5 \tag{17}$$

- - for 6-PAM transmission:

$$a(k) \in \{\pm 1, \pm 3, \pm 5\}$$

$$E\{|a(k)|\} = 3; \quad E\{|a(k)|^2\} = \frac{35}{3}; \tag{18}$$

$$R_1 = 3.88 \tag{19}$$

Benveniste, Goursat and Rouget (BGR) [1] extend Sato algorithm. This new algorithm, (called **BGR algorithm**) replace the second term from the rightside of relation (11) with a generalized one, leading to new expressions for equations (11) (12) and (13):

$$e(u) \overset{def}{=} R_b \cdot sqn(u) - \psi(u) \tag{20}$$

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) + \mu \cdot (R_b \cdot sqn(y(k)) - \psi(y(k))) \cdot \boldsymbol{X}(k) \tag{21}$$

where:

$$R_b \overset{def}{=} \frac{E\{\psi(a(k)) \cdot a(k)\}}{E\{|a(k)|\}} \tag{22}$$

The new incoming function that generalize the linear function u must satisfies condition:

$$\frac{\partial^2 \psi(u)}{\partial u^2} \geq 0 \quad \text{for } any\ u \geq 0. \tag{23}$$

Each member of BGR class algorithms is individually represented by an explicit form for function ψ (like Sato algorithm).

GODARD Algorithm

For Godard algorithm we define the error function [2] as:

$$e(u) \overset{def}{=} (R_p - |u|^p) \cdot |u|^{p-2} \cdot u \quad \text{for } p \in \boldsymbol{N}^* \tag{24}$$

where:

$$R_p \overset{def}{=} \frac{E\{|a(k)|^{2p}\}}{E\{|a(k)|^p\}} \tag{25}$$

The update equation will be:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}}(k) + \mu \cdot (R_p - |y(k)|^p) \cdot |y(k)|^{p-2} \cdot y(k) \cdot \boldsymbol{X}(k) \tag{26}$$

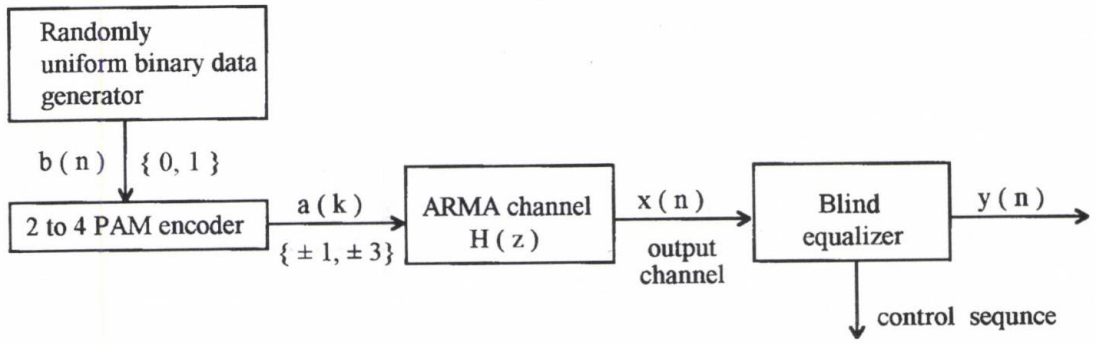


Fig. 4. Diagram block for the simulator

Also, one can consider that Godard algorithm represents an extension for Sato algorithm. This is more clear if we compute the cost function for Sato algorithm:

$$J = E\left\{\int e(u)\,du\right\}\Big|_{u=y(k)} = E\left\{\frac{1}{2}\cdot\left(|y(k)| - R_1\right)^2\right\} \tag{27}$$

The cost function proposed by Godard is:

$$J = E\left\{\frac{1}{2\cdot p}\cdot\left(|y(k)|^p - R_p\right)^2\right\} = E\{g(u)\}\Big|_{u=y(k)} \tag{28}$$

Indeed, if, in D', we derive g(u) the error function becomes:

$$e(u) \overset{D'}{=} -\frac{1}{2\cdot p}\cdot 2\cdot p\cdot\left(|u|^p - R_p\right)\cdot\left(|u|^p\right)' \overset{D'}{=}$$

$$\overset{D'}{=} -\left(|u|^p - R_p\right)\cdot|u|^{p-1}\cdot sqn(u) \overset{D'}{=}$$

$$\overset{D'}{=} \left(R_p - |u|^p\right)\cdot|u|^{p-2}\cdot u \tag{29}$$

The special Godard algorithm of type p = 2 is named **Constant Modulus Algorithm** (CMA) and was also developed separately by Treichler [T1]. This algorithm is designated to penalize deviations of the blind equalizer output ($y(k)$) from a constant modulus (R_2) which is chosen in such a way that the gradient of the cost function becomes zero when perfect equalization is attained ($y(k) = x(k)$).

For $p = 2$ and for a 4-PAM transmission we get:

$$E\left\{|a(k)|^2\right\} = 10; \quad E\left\{|a(k)|^{2\cdot 2}\right\} = 82; \tag{30}$$

$$R_2 = 8.2; \tag{31}$$

and finally error function:

$$e(u) \overset{def}{=} \left(|u|^2 - 8.2\right)\cdot u. \tag{32}$$

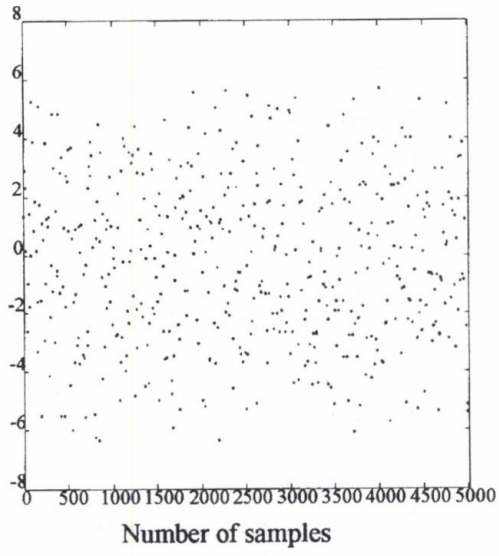


Fig. 5. The output channel constellation

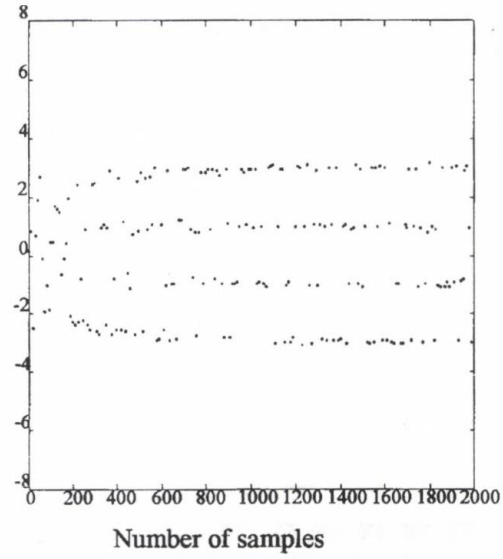


Fig. 6. Output constellation for LMS algorithm

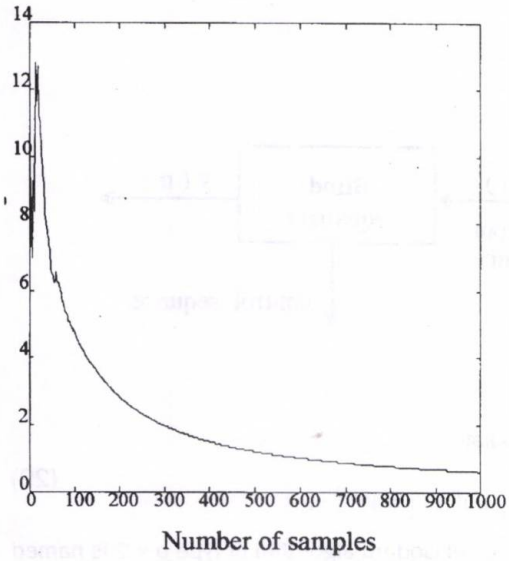


Fig. 7. C.S. for LMS algorithm

BUSSGANG Algorithms

The derivation of Bussgang algorithms results from a maximum a posteriori (MAP) estimation of the transmitted symbol based on a certain distribution assumption on the equalizer output [2].

The error function is:

$$e(u) \underset{def}{=} \frac{\sum_{i=1}^{N} l_i \cdot \exp\left(\frac{-(u-l_i)^2}{2\cdot\sigma^2}\right)}{\sum_{i=1}^{N} \cdot \exp\left(\frac{-(u-l_i)^2}{2\cdot\sigma^2}\right)} - u \qquad (33)$$

where l_i are the amplitude levels:

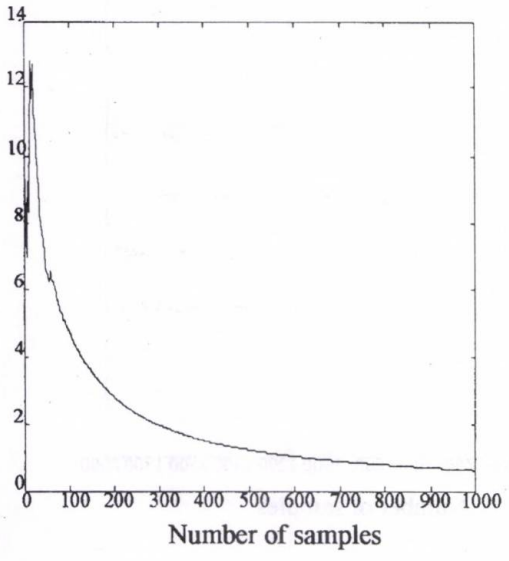


Fig. 9. C.S. for DDE algorithm

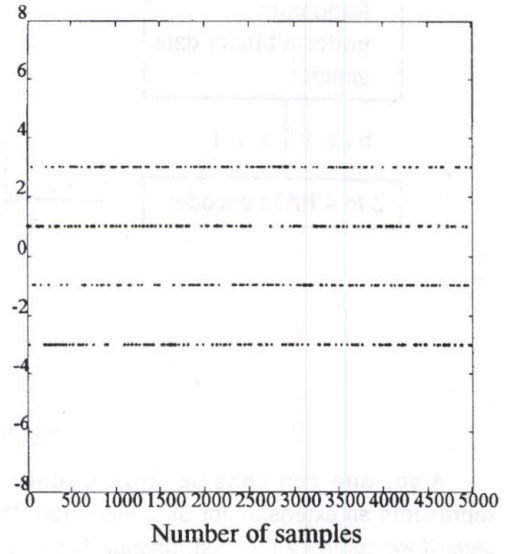


Fig. 8. Output constellation for DDE algorithm

$$l_i = 2\cdot i - N - 1 \qquad i = \overline{1, N} \qquad (34)$$

and σ is the variance of the convolutional noise. It is necessary a good estimate of this noise variance, otherwise algorithm will converges into a local minimum.

STOP and GO Algorithms

The Stop and Go Algorithms family was proposed by Picchi and Prati [4] like a special form of Bussgang algorithm. It is based on a modification to the decision directed algorithm. The corresponding error function is [2].

$$e(u) \overset{def}{=} \frac{1}{2}\cdot(Q(u)-u) + \\ + \frac{1}{2}\cdot\left|Q(u)-u\right|\cdot sqn(b\cdot sqn(u)-u) \qquad (35)$$

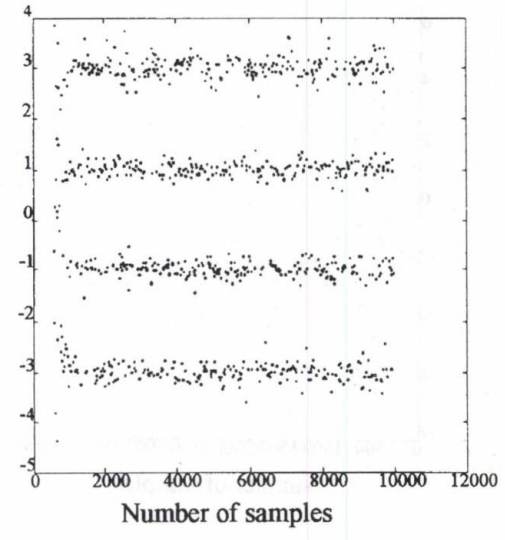


Fig. 10. Output constellation for Sato algorithm

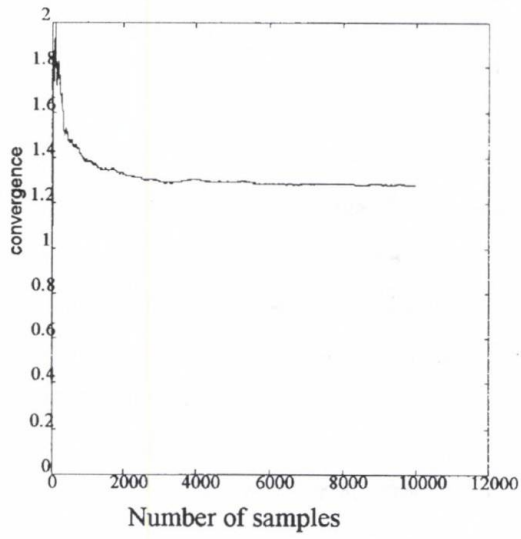


Fig. 11. C.S. for Satoalgorithm

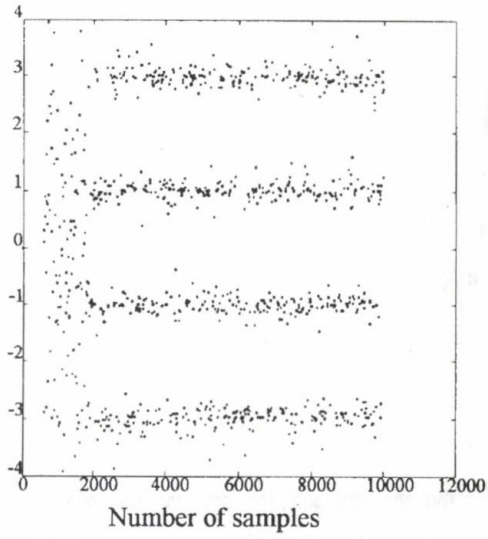


Fig. 12. Output constellation for Godard algorithm

where $Q(u)$ is the clustering function (see figure 3) and b a constant that parameterizes the class. For this form of error function the evolution equation for weight vector becomes:

$$\hat{\boldsymbol{W}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{W}} + \frac{\mu}{2} \cdot \Big[(Q(y(k)) - y(k)) + \cdot + \big| Q(y(k)) - y(k) \big| \cdot sqn(b \cdot sqn(y(k)) - y(k)) \Big] \cdot \boldsymbol{X}(k) \quad (36)$$

II. SIMULATIONS AND CONCLUSIONS

We shall consider a 4-PAM transmission. The diagram bloc of the simulator depicted below, in figure 4.

We used an ARMA model for channel. Its transfer function is:

$$H(z) = \frac{1 - 0.1 \cdot z^{-1}}{1 + 0.6 \cdot z^{-1} + 0.3 \cdot z^{-2}} \quad (37)$$

The simulations are made for 5000 up to 12000 samples (iterations). The output channel constellation is represented in figure 5.

It is easy to observe that the eye pattern is closed. ISI is so great that the detector can not work properly. For all simulation the order of the FIR transversal filter is $M = 3$.

In the figure 6 we plotted the output signal ($y(k)$) delivered by the equalizer. For this first simulation we did not use a blind equaliser.

We used an adaptive equalizer driven by LMS algorithm and controlled, through the reference signal, by

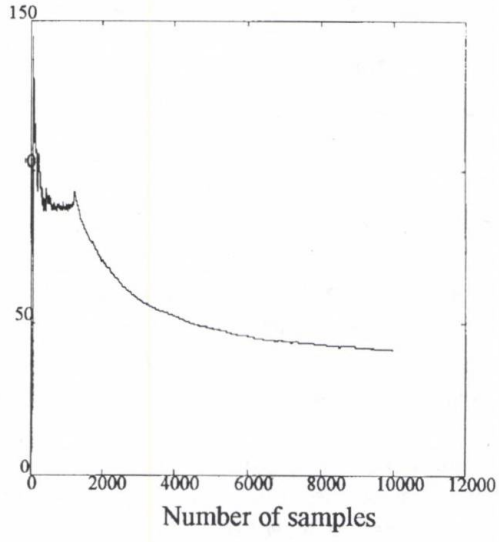


Fig. 13. C.S for Godard algorithm

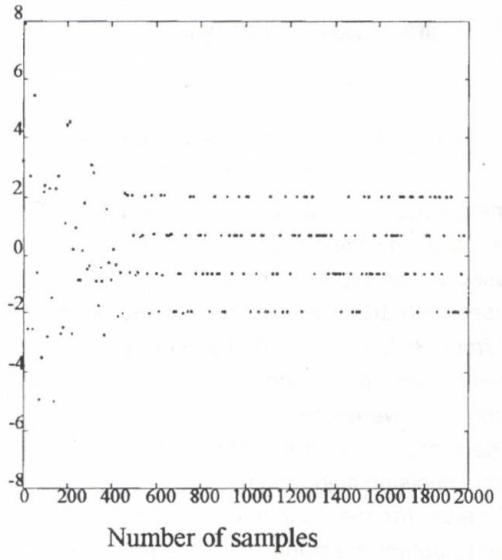


Fig. 14. Output constellation for SAG algorithm

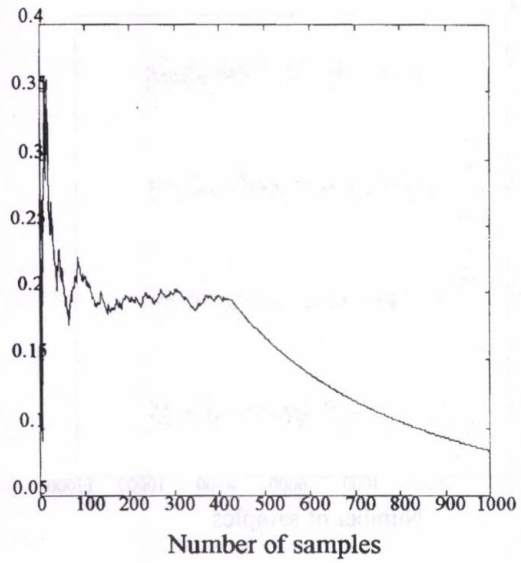


Fig. 15.
C.S for SAG algorithm

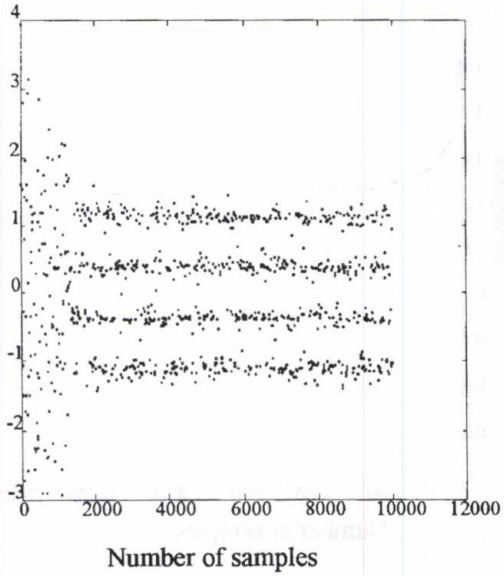


Fig. 16. Output constellation for Bussgang algorithm without AGC

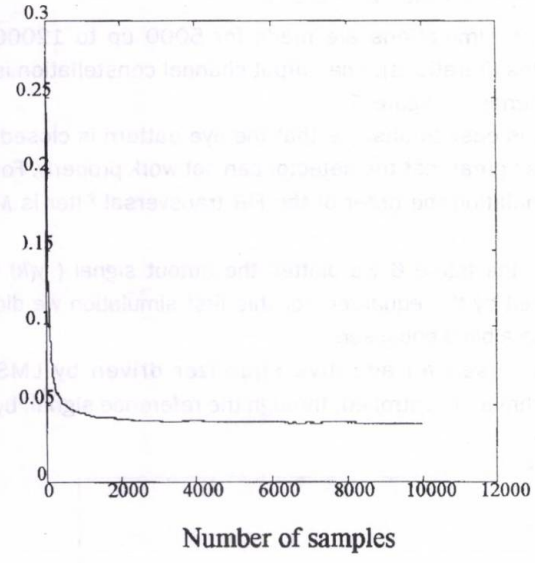


Fig. 17. C.S for Bussgang algorithm without AGC

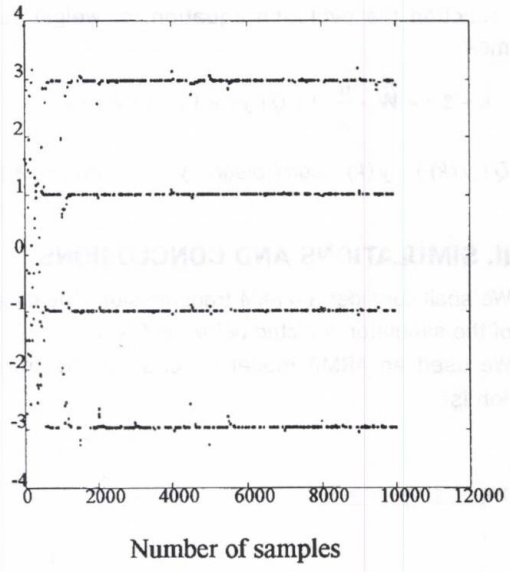


Fig. 18. Output constellation for Bussgang algorithm with AGC

a training sequence ($\hat{W}(0) = 0$, $\mu = 10^{-3}$). One can observe that the adaptation is not perfect (although it was used a training sequence). This is a normal result because a FIR transversal filter can equalize only the poles from *H(z)*. Also, for all the simulations, we have represented the *control sequence* (C.S) [3] (a measure of algorithm's convergence).

The first simulated algorithm for blind equalization is direct - decision algorithm (DDE) (figures 8 and 9). The initial value for the weight vector was choose close enough to optimum solution. This is the reason that the convergence was reached.

Because of clustering function the output signal is perfect, the residual ISI was removed and we can conclude that once the taps are well set the blindness does not affect the equalizer. Unfortunately for arbitrary initial settings the algorithm is not convergent [7]. DDE algorithm can be used after a training period or after another algorithm for blind equalizer has opened the eye pattern.

The next algorithm to be tested is the Sato algorithm. To avoid the ordinary solution [7] the initial weight vector was set to $\hat{W}(0) = [0\ 1\ 0]^T$. The step size parameter is $\mu = 10^{-3}$. We can conclude (see

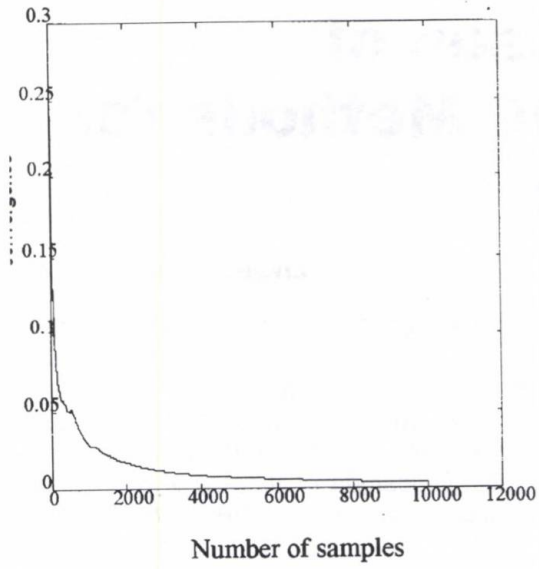


Fig. 19. C.S for Bussgang algorithm with AGC

figures 10 and 11) that the adaptation was reached in about 2000 iterations (slower than for LMS). The eye pattern is opened and there are no bias for the output.

Another simulated algorithm is one from Godard family. The algorithm with $p = 2$, is described like the most globally convergent algorithm. The experiment was made over the same channel and with the same initial settings.

From Stop and Go (SAG) family we choose the algorithm characterized by parameter $b = 0.4$. With a stepsize $\mu = 0.005$ the results that we obtained can be seen in figures 14 and 15.

One can see that after the adaptation the output levels are biased. It means that, in order to achieve good results, we must use an automatic gain control (AGC) circuit.

The last presented algorithm is Bussgang algorithm. The simulation will be done for a noise variance $\sigma = 0.5$ and a stepsize parameter $\mu = 0.01$. The results can be found in figures 16 and 17.

As we can see, also the Bussgang algorithm without AGC does converge and opens the eye pattern, but the levels are again falsely valued and have an important jitter. To avoid this undesired situation we can use an AGC. An ideal AGC multiplies each sample from output sequence with a constant:

$$\rho = \frac{E\left\{ \left| a(k) \right|^2 \right\}}{E\left\{ \left| y(k) \right|^2 \right\}} \tag{38}$$

We know that for 4-PAM transmission:

$$E\left\{ \left| a(k) \right|^2 \right\} = 5 .$$

To obtain a realistic simulation we replace the statistical expectation with a time meaning operation over 500 samples. The AGC constant becomes:

$$\rho(k) = \frac{2500}{\sum_{i=1}^{500} y(k)} \tag{39}$$

The new results are plotted in figures 18 and 19.

We can see a significant improvement due to AGC. The output levels are now correct, the convergence is fast and the jitter is very small. The output is similar to the output of a decision device.

BIBLIOGRAPHY

[1] Benveniste A., Goursat M., Ruget G.; Robust Identification of a Nonminimum Phase System : Blind Adjustment of a Linear Equalizer in Data Communications, IEEE Trans. on Automatic Controls, vol AC-25, pp 385-399, 1980.

[2] Haykin S. (editor); Blind Deconvolution, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1994.

[3] Negrescu C., Stanomir D.; Results About Transient Behavoir of Complex LMS Algorithm, European Conference on Circuit Theory and Design-ECCTD'95 Istambul-Turkey, Proceedings pp 227-330, 1995.

[4] Picchi G., Prati G.; Blind Equalization and Carrier Recovering Using a "Stop and Go" Decision Directed Algorithm, IEEE Trans. on Comm. vol. COM - 35, pp 877-887, 1987.

[5] Treichler J.R., Larimore M.G.; New Processing Techniques Based on the Constant Modulus Adaptive Algorithm, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. ASSP-33, pp 349-372, 1985.

[6] Widrow B., Stearns S.; Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1995.

[7] Zainea O., Negrescu C. (editor); Algorithms for Blind Channel Equalization, Graduation thesis, internal report, Department of Engineering Science - Bucharest, 1995.

Performance Comparison of PISARENKO and MUSIC Methods for Frequency Estimation

Livia-Doina Stanciu *

Keywords: autocorrelation matrix, eigendecomposition, signal subspace, noise subspace, pseudospectrum.

Abstract: The paper presents the ortoghonal methods Pisarenko and MUSIC for estimating the frequencies of multiple sinusoids in noise (comparison of their performances is made). The ortoghonal methods are introduced in the more general context of methods for frequency estimation. The basis of orthogonal methods, consisting in exploitation of the eigendecomposition of the signal autocorrelation matrix, is described. Comparative computer examples, for different values of simulated signal parameters, are shown.

1. INTRODUCTION

Estimating the frequencies of sinusoidal components embedded in noise is a problem that arrises in applications of communications, such as finding the directions of arrival of plane waves impinging on an array of sensors. It can be proved [5,8] that **array signal processing** for estimating the angles of arrival of plane waves generated by multiple far-off sources (and received at the N sensors of an uniform and linear array) **bears a close connection to frequency estimation in the case of a sum of sinusoids embedded in noise** (they are, mathematically, of the same form).

The model corresponding to the time-series mentionned above is :

$$x(n) = \hat{x}(n) + w(n) = \sum_{i=1}^{p} A_i e^{j\Phi_i} e^{j2\pi f_i n} + w(n) \quad , \quad n = 0, 1, \ldots, N-1 \qquad (1)$$

w(n) is white noise and N is the number of data samples available for estimation.

There are two principal categories of approaches for frequency estimation [3]. The first one considers **deterministic** signals (with constant, but unknown parameters A_i , Φ_i , f_i), while the second one supposes the signal is **random** in nature (for this to hold, at least the phases Φ_i have to be random variables, or the phases and the amplitudes, too).

For the first category one can prove [3] that the maximum likelihood estimator (asymptotically unbiased and efficient) corresponds to the peak locations of the periodogram plot only for those cases where the components are well separated in frequency, $|f_i - f_j| >> 1/N$ (the white noise is supposed to be Gaussian). As this estimator is difficult to compute, many alternatives have been suggested [3,4]:

- 1) iterative solutions (whose convergence is not guaranteed or occurs to a wrong solution),

and:

- 2) suboptimal solutions, such as Prony's method or those based on spectral estimation (in virtue of the remark at the beginning of this paragraph), which choose the frequencies as the locations of the p highest peaks of the power spectrum density (PSD) plot. For this last approach, the classical methods (based on the Fourier transform) are not appropriate, because of the small number of data samples available (the frequency resolution is proportional to 1/N), and (high resolution) parametric methods (such as autoregressive spectral estimation) performances strongly decay as N and/or SNR (signal to noise ratio) decrease.

2. FREQUENCY ESTIMATION METHODS BASED ON THE EIGENDECOMPOSITION OF THE AUTOCORRELATION MATRIX

The reasons above justify the utility of the second category of frequency estimation methods which consider **the sum of p sinusoids as a wide - sense stationary (WSS) process**:

$$x(n) = \sum_{i=1}^{p} A_i e^{j\Phi_i} e^{j2\pi f_i n} + w(n), \quad n = 0, 1, \ldots, N-1 \qquad (2)$$

* University Politehnica of Bucharest

where w(n) is Gaussian white noise of zero mean and variance σ_w^2, uncorrelated with the signal, and the phases are independent and identical random variables, uniformly distributed over $[0,2\pi)$. The autocorrelation function (ACF) for this process is [1] :

$$r_{xx}(k) = \sum_{i=1}^{p} p_i \exp(j 2\pi f_i k) + \sigma_w^2 \delta(k) \quad (3)$$

where $P_i = A_i^2$ is the ith sinusoidal power. **The MxM autocorrelation matrix (AM)**:

$$\boldsymbol{R_M} = \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}^*(1) & \cdots & r_{xx}^*(M-1) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & \cdots & r_{xx}^*(M-2) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ r_{xx}(M-1) & r_{xx}(M-2) & \cdots & r_{xx}(0) \end{bmatrix}$$

can be written [3] :

$$\boldsymbol{R_M} = \sum_{i=1}^{p} P_i \boldsymbol{e_i} \boldsymbol{e_i}^H + \sigma_w^2 \boldsymbol{I} \quad (4)$$

where **I** is the MxM identity matrix and:

$$\boldsymbol{e_i} = [\,1 \quad \exp(j 2\pi f_i) \ldots \ldots \exp(j 2\pi f_i (M-1))\,]^T \,, \quad i = 1, \ldots, p$$

are **the signal vectors** containing the information about the sinusoidal frequencies. $\mathbf{R_M}$ can be expressed as the sum of two MxM matrices, the signal AM, $\mathbf{S_M}$ and the noise AM, $\mathbf{W_M}$:

$$\boldsymbol{R_M} = \boldsymbol{S_M} + \boldsymbol{W_M}$$

$$\boldsymbol{S_M} = \sum_{i=1}^{p} P_i \boldsymbol{e_i} \boldsymbol{e_i}^H = \boldsymbol{E P E}^H \quad \text{and} \quad \boldsymbol{W_M} = \sigma_w^2 \boldsymbol{I} \quad (5)$$

where:

$$\boldsymbol{E} = [\,\boldsymbol{e_1} \;\; \boldsymbol{e_2} \ldots \boldsymbol{e_p}\,]$$

$$\boldsymbol{P} = diag(P_1, P_2, \ldots, P_p)$$

By using the eigendecomposition of matrices $\mathbf{S_M}$ (of rank p) and $\mathbf{W_M}$ (of full rank, M) [2,3] :

$$\boldsymbol{S_M} = \sum_{i=1}^{p} \lambda_i \boldsymbol{v_i} \boldsymbol{v_i}^H \,,$$

$$\boldsymbol{W_M} = \sum_{i=1}^{M} \sigma_w^2 \boldsymbol{v_i} \boldsymbol{v_i}^H \,, \quad (6)$$

where λ_i are the eigenvalues in decreasing order: $\lambda_1 \geq \ldots \lambda_p > 0$, (5) becomes:

$$\boldsymbol{R_M} = \sum_{i=1}^{p} \lambda_i \boldsymbol{v_i} \boldsymbol{v_i}^H + \sigma_w^2 \sum_{i=1}^{M} \boldsymbol{v_i} \boldsymbol{v_i}^H =$$

$$= \sum_{i=1}^{p} (\lambda_i + \sigma_w^2) \boldsymbol{v_i} \boldsymbol{v_i}^H + \sum_{i=p+1}^{M} \sigma_w^2 \boldsymbol{v_i} \boldsymbol{v_i}^H \quad (7)$$

which is the same as **the eigendecomposition of $\mathbf{R_M}$**. Hence, **the M eigenvectors of $\mathbf{R_M}$ can be divided into two groups**:

- 1) the principal eigenvectors $\mathbf{v_1},\ldots,\mathbf{v_p}$ corresponding to the p highest eigenvalues, generate the same vectorial subspace as the signal vectors $\mathbf{e_i}$, i= 1,...,p, named **signal subspace**;
- 2) the reamining eigenvectors $\mathbf{v_{p+1}},\ldots,\mathbf{v_M}$ corresponding to the minimum eigenvalue σ_w^2 (of multiplicity order M-p), generate the **noise subspace**, orthogonal onto the signal subspace:

$$\boldsymbol{e_i}^H \left(\sum_{k=p+1}^{M} \alpha_k \boldsymbol{v_k} \right) = 0 \,, \quad i = 1, 2, \ldots, p \quad (8)$$

Frequency estimation methods based on relationship (8) (or on the noise subspace associated to the AM) are called **orthogonal methods**. (The methods based on the signal subspace are called principal component methods. They retain from AM the information contained only in the principal eigenvectors, thus replacing it by a low rank approximation, corresponding to its theoretical rank).

There are some common specific features of all frequency estimation methods based on eigenanalysis:

- - they are specific methods, that is applicable to the case where the signal is a sum of sinusoids in noise;
- - they provide good results at low SNR and for short data record length, for which the classical or parametric methods fail or have poor performances;
- - they are based on the separation of the information contained in the AM into two subspaces. The apriori knowledge about the specific theoretical structure of the AM is the key of the improvement of noise imunity;
- - they use for frequency estimation the so-called "peudospectra", which are functions of eigenvectors of the AM;
- - they have important interpretations and generalizations in the context of array processing.

3. PISARENKO METHOD (1973, Pisarenko)

Historically, the first method from the group of orthogonal methods has been Pisarenko's method, generally known as Pisarenko Harmonic Decomposition (PHD). Its mathematical background is offered by Caratheodory's theorem [6], which says the complex numbers c_k, k = 1,...,m can uniquely be represented as:

$$C_k = \sum_{i=1}^{l} \rho_i \exp(j \omega_i k) \,, \quad k = 1, 2, \ldots, m$$

$1 \leq r \leq m$, $\rho > 0$, $-\pi < \omega_i \leq \pi$ and $\omega_k \neq \omega_i$ for $k \neq i$

Translated into the terms of the eigendecomposition of the AM for the signal of sinusoids above, **the PHD requires that [6] the dimension of the AM used in estimation, M, is by one unit greater than the number of sinusoids, p**:

$$M = p + 1$$

(This is not a practical assumption, because it means that the number of sinusoids is exactly known, or a previous stage for finding it out has already been accomplished). In this case, the noise subspace will have only one eigenvector, $\mathbf{v}_{p+1}$, corresponding to the minimum eigenvalue σ_w^2. The p signal vectors will be orthogonal onto this eigenvector:

$$\mathbf{e}_i^H \mathbf{v}_{p+1} = \sum_{k=0}^{p} \mathbf{v}_{p+1}(k+1)\exp(-j2\pi f_i k) = 0, \quad 1 \le i \le p \tag{9}$$

Thus, **the roots of the polynomial** (also termed eigenfilter):

$$V(z) = \sum_{k=0}^{p} \mathbf{v}_{p+1}(k+1) z^{-k} \tag{10}$$

will all lie on the unit circle at angles $2\pi f_i$, i=1,...,p and **will allow the estimation of frequencies as**:

$$f_i = \frac{1}{2\pi} arg(z_i) \tag{11}$$

Alternatively, the frequencies can be found by plotting the "pseudospectrum":

$$\hat{P}_p(f) = \frac{1}{\left| V(e^{j2\pi f}) \right|^2} = \frac{1}{\left| e^H \mathbf{v}_{p+1} \right|^2} \tag{12}$$

As the denominator cancels when f=f_i, i=1,...,p, $\hat{P}_p(f_i) \to \infty$ and its plot exhibits sharp peaks for those frequencies (the peaks are, in theory, infinitely large, but finite in practice due to the estimation errors for ACF values and, consequently, for the eigenvector components). The function expressed in eq. (12) is not a true PSD estimator [4], because the aria under the plot does not equal the measured process power nor can the ACF be recovered by Fourier transforming the frequency estimator. It serves only for frequency location.

Frequency estimation by rooting the eigenfilter polynomial V(z) is simpler and more accurate than by finding the peak location of the pseudospectrum plot (see section 5, examples). The second alternative above has been used, however, because it allows easy extension of PHD for M>p+1 and direct connection to the MUSIC method (and its generalizations) introduced in section 4.

In practice, the AM is replaced by an estimated matrix, hermitian Toeplitz, obtained by using the biased ACF estimates [2,3], in order to ensure a positive definite matrix (which retains the properties of the theoretical AM, such as the position of zeros of V(z) on the unit circle).

Determining the order M to use (or equivalently, the number of sinusoids) for the PHD method is a difficult task [3,4]. The noise variance (minimum) eigenvalues theoretically repeat (M-p times) when the order is larger than the number of sinusoids. In addition, for high enough SNR, there is an obvious demarcation between the p largest eigenvalues and the remaining ones, that would allow a simple finding of p. In practice, however, for low SNR and for short data record length (N<100 for array signal processing) the estimation errors are large, which results in the loss of separation between the eigenvalues and involves a great variability of the minimum eigenvalue and its associated eigenvector. Consequently, the estimation of the roots of V(z) and implicitly of the frequencies is poor. If the selected order is greater than the actual one, then spurious components will appear in the spectrum. If the selected order is less than the actual one, then the frequencies will be located at wrong frequencies.

In conclusion, the numerical properties of the PHD method are poor (see section 5 for computer simulation examples) and, hence, it is not interesting for practical considerations. On the contrary, it is very important from a theoretical and methodological point of vue, because it was the starting point for the more general and performant subspace methods derived later on.

4. MUSIC METHOD (1979, Schmidt)

A major improvement upon the Pisarenko procedure is the **MUSIC** (**MU**ltiple **SI**gnal **C**lassification) method of Schmidt [7]. With this method an AM of some size M>p+1 is formed and its eigendecomposition is found. While the PHD involves projection of the signal vectors onto a single noise eigenvector, **the MUSIC method involves projection of the signal onto the entire noise subspace**. The MUSIC method uses the orthogonality relationship (8) and **estimates the sinusoidal frequencies as the peak locations of the "pseudospectrum"**:

$$\hat{P}_{MUSIC}(f) = \frac{1}{\sum_{i=p+1}^{M} \left| e^H \mathbf{v}_i \right|^2} \tag{13}$$

Theoretically, when f = f_i, $\hat{P}_{MUSIC}(f) \to \infty$. Due to estimation errors, the function above will be finite, but it will still exibit sharp peaks at the signal frequencies.

```
Example 1
=========

Number of sinusoids:     p= 4.0
Number of data samples:  N= 40.0
Noise Power:             pn= -20.0 dB

   R E S U L T S (PISARENKO method)              (MUSIC method)

   amp_theor   amp_est    f_theor    f_est          f_est
    1.0000     0.9927     0.1000     0.0981         0.1002
    1.0000     1.1470     0.2000     0.2168         0.2020
    1.0000     1.0131     0.3000     0.3361         0.2932
    1.0000     0.7747     0.4000     0.4232         0.4001

Estimated Noise Power:   pn_est= -23.17 dB
```

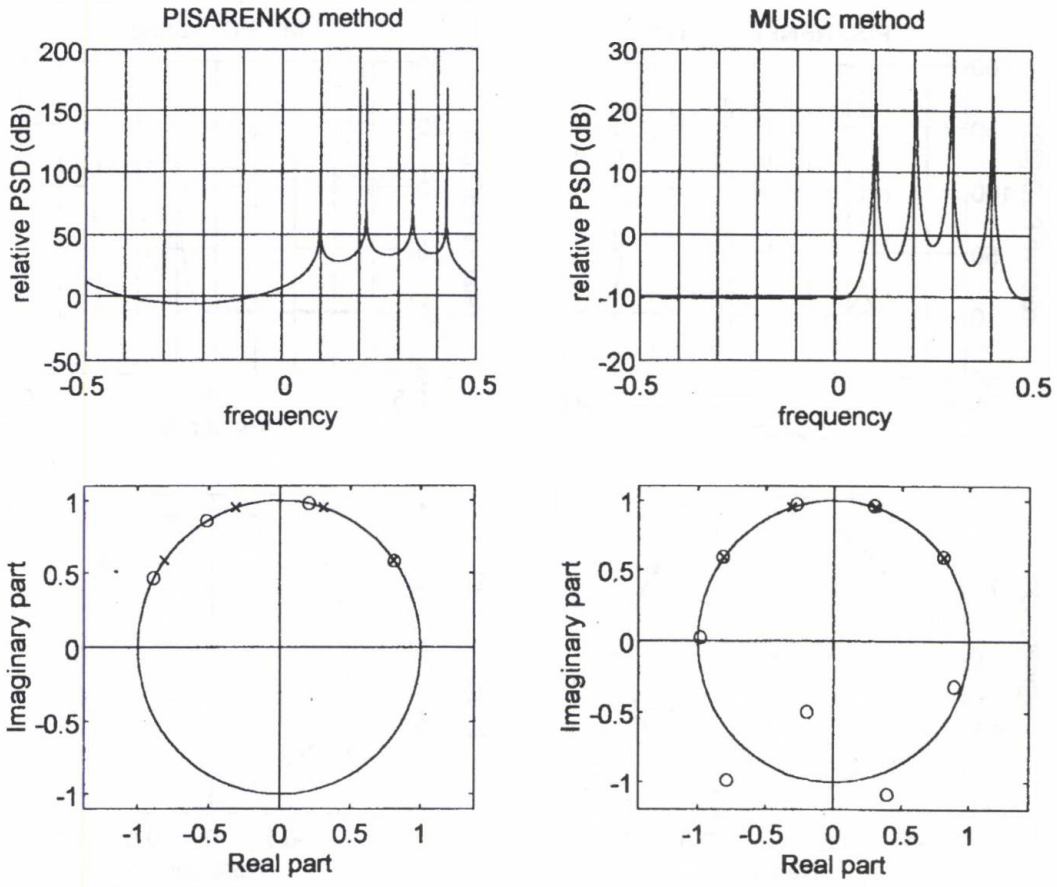


Figure 1

Estimation errors also generate deviations of peak locations from the sinusoidal frequencies.

An alternative root-finding variation of the method, called "root-MUSIC" can be developed as follows. Define the eigenfilter $\mathbf{v}_i(z)$ as :

$$V_i(z) = \mathbf{v}_i(1) + \mathbf{v}_i(2)\,z^{-1} + \ldots + \mathbf{v}_i(M)\,z^{-(M-1)} \tag{14}$$

where $\mathbf{v}_i(j)$ are components of the eigenvector $\mathbf{v}_i$. The denominator of (13) can then be written as:

$$\sum_{i=p+1}^{M} \left| \mathbf{e}^H \mathbf{v}_i \right|^2 = \sum_{i=p+1}^{M} V_i(e^{j2\pi f})\, V_i^*(e^{j2\pi f}), \tag{15}$$

and the MUSIC pseudospectrum can therefore be expressed as:

$$\hat{P}_{MUSIC}(f) = \left. \frac{1}{\sum_{i=p+1}^{M} V_i(z)\, V_i^*(1/z^*)} \right|_{z=e^{j2\pi f}} \tag{16}$$

```
Example 2
=========

Number of sinusoids:     p= 4.0
Number of data samples: N= 50.0
Noise Power:             pn= 0.0 dB

   R E S U L T S (PISARENKO method)              (MUSIC method)

   amp_theor   amp_est    f_theor    f_est        f_est
     1.0000     0.2310     0.1000   -0.2365       0.1076
     1.0000     1.2016     0.2000    0.1170       0.2015
     1.0000     1.3131     0.3000    0.2540       0.3011
     1.0000     1.2277     0.4000    0.3835       0.3974

Estimated Noise Power:  pn_est= -1.21 dB
```

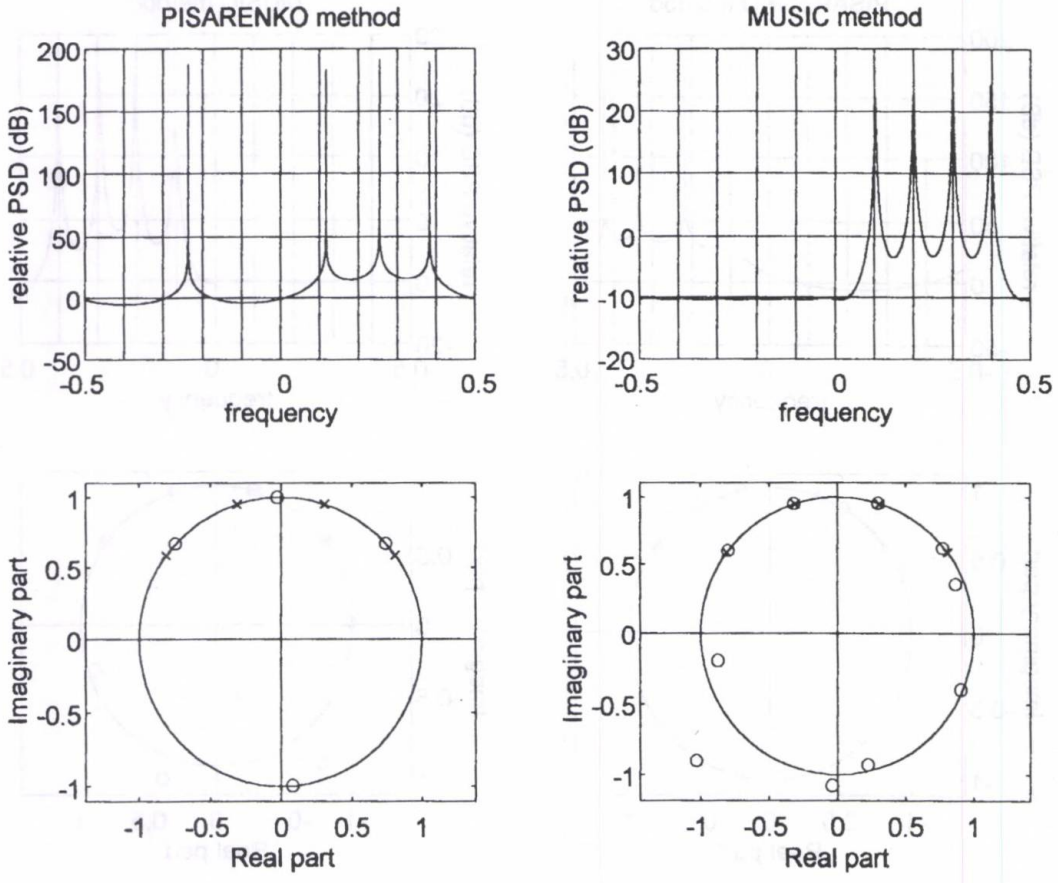


Figure 2

Since the denominator goes to zero at z = exp ($j\,2\pi f_i$), i = 1,...,p, **the denominator polynomial**:

$$\hat{P}^{-1}_{MUSIC}(f) = \sum_{i=p+1}^{M} V_i(z)\, V_i^*(1/z^*) \qquad (17)$$

has p roots lying on the unit circle. These p roots (which are, in fact, double roots) correspond to the signal frequencies. Note that since each eigenfilter $V_i(z)$ is an (M - 1) th-degree polynominal, it has a total of M-1 roots. p of them equal exp ($j\,2\pi f_i$) and lie on the unit circle. The other M-p-1 roots not on the unit circle are called "spurious" roots and play no particular role in locating the spectral lines. In theory these roots are not a problem, but in practice some of them may lie close to the unit circle and could be mistakenly attributed to signals. The polynomial $\hat{P}^{-1}_{MUSIC}(z)$ used in root MUSIC also has spurious roots. However, the effect of summing the eigenfilter terms in (17) is to move these spurious roots away from the unit circle and to increase the noise imunity, unlike the PHD approach, where a

```
Example 3
=========

Number of sinusoids:     p= 4.0
Number of data samples: N= 50.0
Noise Power:             pn= -40.0 dB

   R E S U L T S (PISARENKO method)                (MUSIC method)

   amp_theor   amp_est    f_theor    f_est          f_est
    1.0000     0.2018     0.1000    -0.0047        0.0761
    1.0000     1.4102     0.1200     0.1108        0.1156
    1.0000     1.2524     0.2000     0.2141        0.1902
    1.0000     0.5724     0.2500     0.2811        0.2500

Estimated Noise Power:  pn_est= -32.17 dB
```

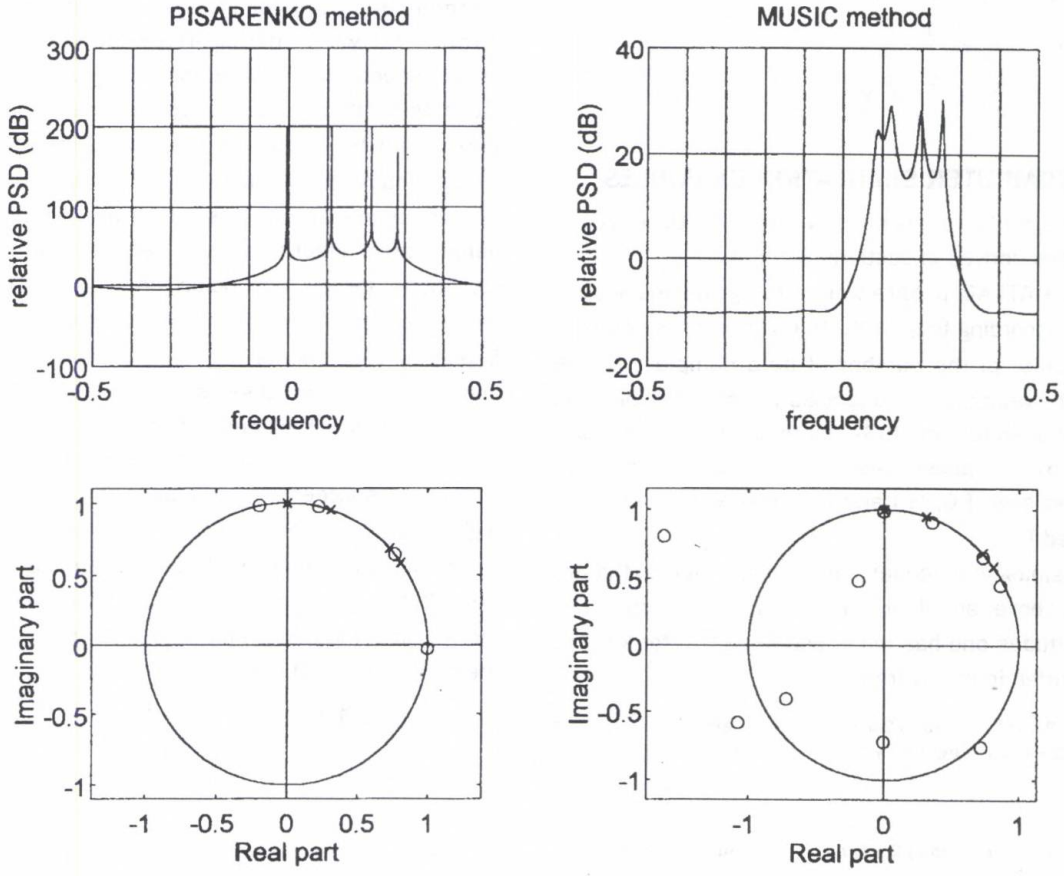


Figure 3

single eigenvector from the noise subspace is used. The illustrations presented in section 5 show the zeros plot of the polynominal $\hat{P}^{-1}_{MUSIC}(z)$ (the estimated zeros are marked by "o", while "x" indicates the roots positions corresponding to the true frequencies). In order to eliminate wrong solutions (when a spurious root is attributed to a signal frequency), a combined decision is made, by colligating the p highest peak locations of pseudospectra and the arguments of the zeros of $\hat{P}^{-1}_{MUSIC}(z)$ closest to the unit circle.

Generalized Frequency Estimators

The Pisarenko and MUSIC frequency estimators are only two members of a large class of estimators, which can be characterized by estimating the frequencies as the peaks of the function:

$$\frac{1}{g\left(\left|e^H v_{p+1}\right|^2, \left|e^H v_{p+2}\right|^2, \ldots, \left|e^H v_M\right|^2\right)} \qquad (18)$$

The only requirement on the function which is defined for $\xi_i > 0$, i = p+1,...,M is that:

$$g(\xi_{p+1}, \xi_{p+2}, \ldots, \xi_M) = 0 \iff$$

$$\iff \xi_{p+1} = \xi_{p+2} = \ldots = \xi_M = 0$$

Clearly, many functions have this property. An example is:

$$\sum_{i=p+1}^{M} \alpha_i \left| \boldsymbol{e}^H \boldsymbol{v}_i \right|^2$$

where the α_i – s are constant. Choosing $\alpha_i = 1$ for all i = p+1,. . .,M leads to the MUSIC method and to the estimator given by eq. (13). Choosing $\alpha_1 = 1 / \lambda_i$ leads to Johnson's algorithm (1982), also called the eigenvector approach, and to the associated pseudospectrum:

$$\hat{P}_{EV}(f) = \frac{1}{\sum_{i=p+1}^{M} \lambda_i^{-1} \left| \boldsymbol{e}^H \boldsymbol{v}_i \right|^2}$$

5. COMPUTER SIMULATION EXAMPLES

The simulation results verify the theoretical conclusions derived in sections 3 and 4.

The MATLAB programme first generates data samples according to eq. (2). Its inputs are: the number of sinusoids, p, the number of data samples, N, the amplitudes vector, the frequencies vector, the dimension of the AM used for the MUSIC method, M, and the power of noise, σ_w^2 (the phases are random variables, uniformly distributed over [0,2π) and the noise w(n) is normally distributed).

The sinusoidal frequencies are estimated by the two methods above, and their amplitudes, too. In estimating the amplitudes one has made use of eq. (3) for k = 1, . . . , p, written in matrix from:

$$\begin{bmatrix} \exp(j2\pi f_1) & \exp(j2\pi f_2) & \cdots & \exp(j2\pi f_p) \\ \exp(j2\pi f_1 2) & \exp(j2\pi f_2 2) & \cdots & \exp(j2\pi f_p 2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \exp(j2\pi f_1 p) & \exp(j2\pi f_2 p) & \cdots & \exp(j2\pi f_p p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{xx}(1) \\ r_{xx}(2) \\ \vdots \\ r_{xx}(p) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Once the frequencies have been previously determined, (19) yields a system of linear equations with unknown parameters: $P_1 = A_1^2$,. . ., $P_p = A_p^2$.

The outputs of the programme are the tables containing the estimated values of frequencies (f_est) and amplitudes (amp_est) next to their given values (f_theor, and amp_theor, respectively) together with the corresponding plots (see Fig. 1 - 3).

For each figure, the plots above are the pseudospectra for the two methods, given by eqs. (12) and (13), respectively. In the second row, the roots of the eigenfilter V(z) are represented in the z-plane. The estimated values of frequencies listed in tables have been obtained by using relations (10) and (11) for PHD method, and (17) for MUSIC (in fact, root-MUSIC), combined with information contained in the pseudospectrum plot in order to avoid false detection (such as for those cases where some spurious zeros of V(z) would be closer to the unit circle than zeros corresponding to sinusoidal frequencies).

The programme has run many times and the behaviour of algorithms has been studied in various conditions: for low level noise (pn ≤ - 20 dB, Fig. 1,3) or high level noise (pn ≈ 0 dB, Fig. 2), for well separated frequency components (Fig. 1,2) or close ones (Fig. 3) and for equal/unequal sinusoidal amplitudes.

In all cases it comes out that the MUSIC approach results are by far superior to those of PHD method, because it succeeds in estimating the frequencies with high accuracy, even if the noise level is high (Fig. 2), or the components are close to each other (Fig. 3, where $f_2 - f_1 = 0.02 = 1/N$, the same as the frequency resolution for classical methods, which can not, therefore, resolve these components).

REFERENCES

[1]. Stanciu, L.D., "Spectral Estimation", I PhD dissertation, 1994.

[2]. Stanciu, L.D., "Frequency Estimation of Sinusoidal Components in Noise", II PhD dissertation, 1995.

[3]. Kay, S.M., "Modern Spectral Estimation : Theory and Applications", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988.

[4]. Marple, S.L., Jr., "Digital Spectral Analysis with Applications", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.

[5]. Therrien, C.W., "Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing", Prentice Hall, Inc., 1992.

[6]. Pisarenko, V.F., "The Retrieval of Harmonics from a Covariance Function", Geophys. J. Astron. Soc., 1973, in "Modern Spectrum Analysis", II., IEEE, Inc., 1986 (edited by S. Kesler).

[7]. Schmidt, R., "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", Proceedings of the RADC Spectrum Estimation Workshop, 1979.

[8]. Mitra, S., Kaiser, J. (editors), "Handbook for Digital Signal Processing", John Wiley & Sons, Inc., 1993.

[9]. Kay, S., Demeure, C., "The High-Resolution Spectrum Estimator-A Subjective Entity", Proceedings of the IEEE, 1984, in "Modern Spectrum Analysis", II, IEEE, Inc., 1986 (edited by S. Kesler).

Application des ondelettes pour l'analyse multiresolution de la parole

Mircea Răducanu, Adelaida Mateescu *

Mots clef: ondellette; traitement numerique des signaux; analyse multiresolutions.

Résume: On utilise l'analyse multiresolution pour elaborer un algorithme qui permet l'analyse multiresolution des signaux de parole.

La décomposition multirésolution est un outil efficace pour l'analysé du signal et surtout pour les images. On demontre qu'on peut decomposer un signal a l'aide d'une base orthonormee d'ondelette, pour obtenir des signaux details a des differentes resolutions et qui caracterisent completement le signal original. Le calcul se fait a l'aide des filtres miroirs en quadrature et l'algorithme est tres facile a implementer.

Les resultats obtenus dans l'analyse du signal de parole indiquent une convergence rapide de la methode utilisee.

I. INTRODUCTION

La transformée en ondelette, l'analyse multirésolution, les bancs de filtres sont devenus tres connus dans le monde scientifique et technologique contemporaine surtout par les applications dans le domaine de traitement du signal. Les plus importantes applications sont peut-etre les compressions de la parole et de l'image. En ce qui concerne l'analyse multirésolution un nouveau souffle a été donné, en 1985, par S.Mallat, qui a démontré des relations entre:

- - les filtres miroirs en quadrature, inventés par Croisier, Esteban et Galand et appliqués à la téléphonie digitale;
- - les algorithmes pyramidaux de Burt et Adelson, qui ont été utilisés dans le traitement numerique de l'image;
- - les bases orthonormees d'ondelettes découverts par Stromberg et ses continuateurs.

Historiquement les ondelettes ont ete construites comme un prolongement de la théorie classique de Fourier. Une fois construites, elle ont des performances rémarquables dans des secteurs où les séries et les intégrales Fourier sont difficile a employer sur le plan mathematique et sur le plan numérique. Les deux analyses, celle de Fourier et celle aux ondelettes, sont plutot complémentaires que concurentes.

Aujourd'hui on peut dire que les frontières entre les mathématiques, le traitement du signal et le traitement de l'image se sont effacées et que les mathématiques ont bénéficié de la redécouverte des ondelettes par les spécialistes des autres disciplines.

On appelle la **T**ransformée en **O**ndelette **C**ontinue (**TOC**) [2], [4], [7] (ou **C**ontinuous **W**avelet **T**ransform (**CWT**) en anglais) du signal à temps continue f(t), l'expression:

$$TOC_{\psi}(a,b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\,\psi^{*}\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \qquad (1)$$

où ψ (t) est une fonction donnée, généralement á support compact, qui s'appelle ondelette mère (ondelette prototype). L'expression du TOC est définie quelque soit $a \in R^{+}$ et $b \in R$. On peut faire quelques remarques sur la définition de la TOC :

- a) Le domanine de la transformée est un plan, décrit par deux variables "a" et "b". La premiérè variable est appelé paramétre d'échelle et est en effet associée à des dilatations ou des contractions temporelles. Lorsque a>1, on projette f(t) sur une version dilaté de ψ (t) et on peut ainsi étudier des phénomènes à variations lents (basses fréquences) durant une periode importante. Losque a < 1, on analyse des phénomènes à variations rapides (hautes fréquences) sur une courte durée [3]. La deuxième variable

* L'Université "Politehnica" de Bucarest

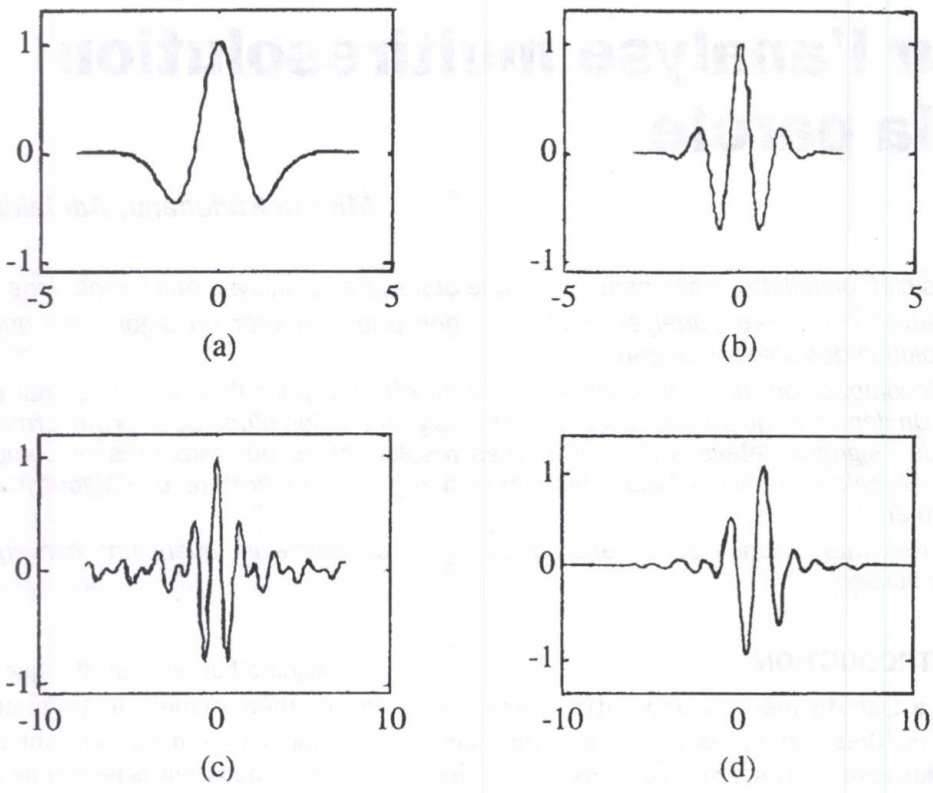


Fig. 1

(a) L'ondelette appelée "le chapeau mexicain": $\psi(t) = \frac{2}{\sqrt{3}\ \pi^{\frac{1}{4}}}(1-t^2)\cdot e^{-\frac{t^2}{2}}$;

(b) L"ondelette de Morelet: $\psi(t) = e^{-t^2}\cdot\cos(5t)$;

(c) l'ondelette de Shannon: $\psi(t) = \frac{\sin(2\pi t)-\sin(\pi t)}{\pi t}$;

(d) L'ondelette cubique splines.

fait intervenir une translations dans le temps. Pour ces raisons on dénomme la TOC comme étant la transformée temps - échelle a analyse Q-constant.

- b) Les fonctions de base:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}}\ \psi\left(\frac{t-b}{a}\right),$$

dépendent des paramètres temps échelle (a,b). La plus importante caractéristique de la TOC est qu'à partir d'une seule fonction prototype ψ (t) localisée dans le temps et en fréquence, on peut générer toutes les fonctions de base $\psi_{a.b}(t)$. Si nous faisons le rapprochement avec la transformée Fourier à fenêtre glissante [1] nous pouvons voir les fonctions de base $\psi_{a.b}(t)$ comme des fenêtres qui délimitent le signal au moment "t=b", et a une échelle "a".

- c) On peut interpréter aussi la TOC comme le produit scalaire naturel de l'espace $L^2(R)$ des signaux d'énergie finie. Par cette interprétation, le signal f(t) apparaît comme une décomposition (somme de projections) sur les ondelettes $\psi_{a.b}(t)$.

$$TOC(a,b) = \langle f(t), \psi_{a,b}(t)\rangle \qquad (2)$$

La condition pour qu'une fonction $\psi(t) \in L^2(R)$ soit fonction ondelette est qu'elle satisfait la condition d'admissibilité:

$$k = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{\omega}\, d\omega < \infty \qquad (3)$$

Les caractéristiques de $\psi(t)$ sont nettement différents de celles d'une fenêtre. Dans le cas de la

transformée Fourier à fenêtre glissante, les fenêtres avaient l'allure des créneaux. Au contraire, $\psi(t)$ sera d'intégrale nulle et oscillante. On imposera à $\psi(t)$ *et à* $\hat{\psi}(\omega)$ une bonne localisation, donc, à l'infini, une convergence assez rapide vers zéro.

On obtient aussi une fonction qui ressemble à une vague qui oscille et s'amortit, d'où son nom. La figure 1 donne quelques exemples d'ondelettes.

A cause de la complexité de calcul de la TOC, on n'utilise presque jamais la furmule (1) pour le calcul numérique. Pour ce motif on fait la discretisation des paramètres "a" et "b" et la plus étudiée est la décomposition en octaves qui correspond à $a=2^j$, $b=k \cdot 2^j$. La relation (1) devient:

$$c_{j,k} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\,\psi^*_{j,k}(t)\,dt, \quad ou$$

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-j/2}\,\psi(2^{-j}t - k)$$

A l'aide des bases orthogonales d'ondelettes on décrit maintenant un alhorithme pyramidal associé à l'analyse multirésolution.

II L'ANALYSE MULTIRÉSOLUTION

II.1 La transformée multirésolution

Une analyse multirésolution . . . $\subset V_1 \subset V_0$ $V_{-1} \subset V_{-2}$ . . . avec la fonction échelle $\Phi(t)$ consiste à une suite croissante de sous-espaces fermés de $L^2(R)$ satisfaisant quatre propriétés:

1. de densité:

$$\bigcup_{j\in Z} V_j \quad \textit{est dense en } L^2(R); \tag{4}$$

2. de séparation:

$$\bigcap_{j\in Z} V_j = \{0\}; \tag{5}$$

3. d'échelle:

$$f(t) \in V_j \iff f(2^j t) \in V_0; \tag{6}$$

4. d'orthonormalitée:

$$\{\Phi(t-\gamma)\}_{\gamma\in Z} \quad \textit{est une base orthonormale pour } V_0. \tag{7}$$

Concernant l'analyse multirésolutions [4], [5], [6] on peut dire que :

- - les conditions 1. et 2. montrent que par approximation à une résolution établie on perd de l'information. De plus, si la résolution augemente vers $+\infty$, le signal approximé tendra vers le signal original. Au contraire, quand la résolution tend vers zéro, le signal approximé contient de moins en moins d'information et converge vers zéro.
- - la relation 3. montre que l'approximation est similaire pour toutes les résolutions. Les espacés des fonctions approximées peuvent être trouver unes des l'autres par le paramètre d'échelle 2^j.
- - de la relation 4., on peut démontrer rapidement, que la suite:

$$\left\{2^{-\frac{j}{2}}\Phi(2^{-j}t-\gamma)\right\}_{\gamma\in Z},$$

est aussi une base orthonormale pour V_j.

En conclusion on peut dire que la fonction d'échelle établit l'analyse multirésolution et pas le contraire.

On dit que l'analyse multirésolution $\{V_j\}_{j\in Z}$ est r - régulière ($r \in N$) si on peut choisir la fonction $\Phi(t)$ de sorte que:

$$\left|\frac{d^k\Phi(t)}{dt^k}\right| \le C_m(1+|t|)^{-m} \tag{8}$$

pour $0 \le k \le r$, et tout entier $m \ge 1$. Cette condition de régularité caractérise la douceur de la forme de l'ondelette et les propriétés de localisation temporelle (voir fig. 1).

Soit $f(t) \in L^2(R)$ et P_{2^j} un opérateur qui fait la l'approximation de f(t) pour une résolution 2^j. On peut dire que:

- - si $P_{2^j} f(t)$ est l'approximation de f(t) pour la résolution 2^j, alors $(P_{2^j} \circ P_{2^j}) f(x)$ ne change pas l'approximation pour la résolution 2^j:

$$P_{2^j} = P_{2^j} \circ P_{2^j} \tag{9}$$

- - parmi toutes les fonctions de résolution 2^j, la fonction $P_{2^j} f(t)$ est la plus proche de f(t) :

$$(\forall)\, g(t) \in \varsigma_{2^j}$$
$$\|g(t) - f(t)\| \ge \|P_{2^j} f(t) - g(t)\| \tag{10}$$

Avec la notation $\Phi_{2^j}(t) = 2^j \Phi(2^j t)$ et les propriétés 3. et 4. on peut déduire rapidement que la suite $\left\{\sqrt{2^{-j}}\,\Phi_{2^j}(t-2^{-j}n)\right\}_{n\in Z}$ est une base orthonormée pour V_{2^j}.

Ca nous permet d'écrire:

$(\forall) f(t) \in L^2(R)$,

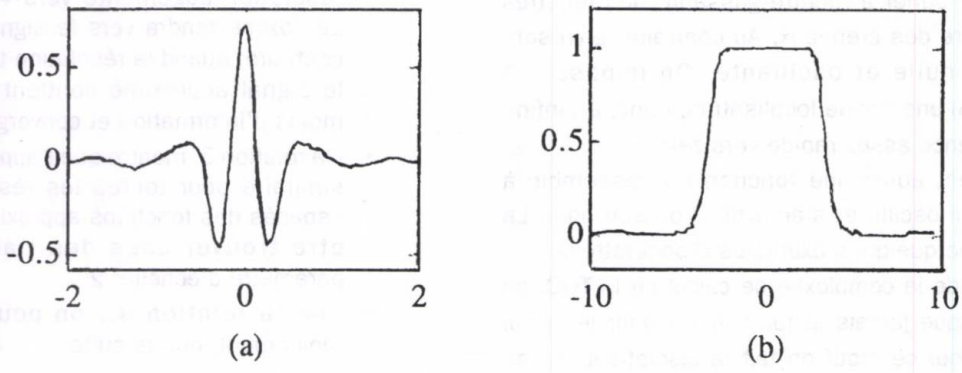


Fig. 2

(a) Exemple de fonction échelle $\Phi(t)$.

(b) La transformée Fourier de la fonction échelle $\hat{\Phi}(\omega)$.

$$P_{2^j} f(t) = 2^{-j} \sum_{n=-\infty}^{\infty} < f(u), \Phi_{2^j}(u - 2^{-j} n) > \cdot \Phi_{2^j}(t - 2^{-j} n) \tag{11}$$

La suite $P^d_{2^j} f = (< f(u), \Phi_{2^j}(u - 2^{-j} n) >)_{n \in Z}$ est dénommée l'approximation discrete de f(t).

Chaque produit scalaire peut être vuaussi comme une convolution, selon la relation:

$$P^d_{2^j} f = < f(u), \Phi_{2^j}(u - 2^{-j} n) > =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} f(u) \Phi_{2^j}(u - 2^{-j} n)\, du = (f(u) * \Phi_{2^j}(-u))(2^j - n) \tag{12}$$

Parce qu'en général la fonction d'échelle $\Phi(t)$ est un filtre passe-base, on peut voir le signal comme un filtrage passe - bas suivi par une opération de décimation par 2^j . Un exemple de fonction échelle $\Phi(t)$ est montré dans figure 2.

II. 2 L'algorithme multirésolution

Si nous considérons un signal de résolution 1, alors $P^d_1 f$ est le signal discret de f(t). On décrit maintenant un algorithme itérative pour le calcule du $P^d_{2^j} f$.

La suite $\{\sqrt{2^{-(j+1)}}\, \Phi_{2^{j+1}}(t - 2^{-(j+1)} k)\}_{k \in Z}$ est une base orthonormale pour $V_{2^{j+1}}$. Nous savons aussi que $(\forall)\, n \in Z$ la fonction $\Phi(t - 2^{-j} n) \in V_{2^j} \in V_{2^{j+1}}$ donc:

$$\Phi_{2^j}(t - 2^{-j} n) = 2^{-(j+1)} \sum_{k=-\infty}^{\infty} < \Phi_{2^j}(u - 2^{-j} n),$$

$$, \Phi_{2^{j+1}}(u - 2^{-(j+1)} k) > \cdot \Phi_{2^{j+1}}(t - 2^{-(j+1)} k) \tag{13}$$

Mathématiquement on peut démontrer facilement que:

$$2^{-(j+1)} < \Phi_{2^j}(u - 2^{-j} n), \Phi_{2^{j+1}}(u - 2^{-(j+1)} k) > =$$

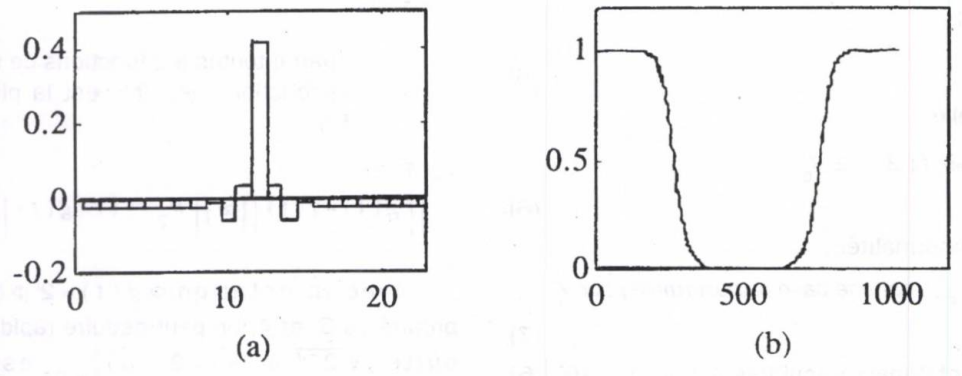


Fig. 3

(a) La fonction h(n) sur 23 échantillons

(b) La fonction $H(\omega)$

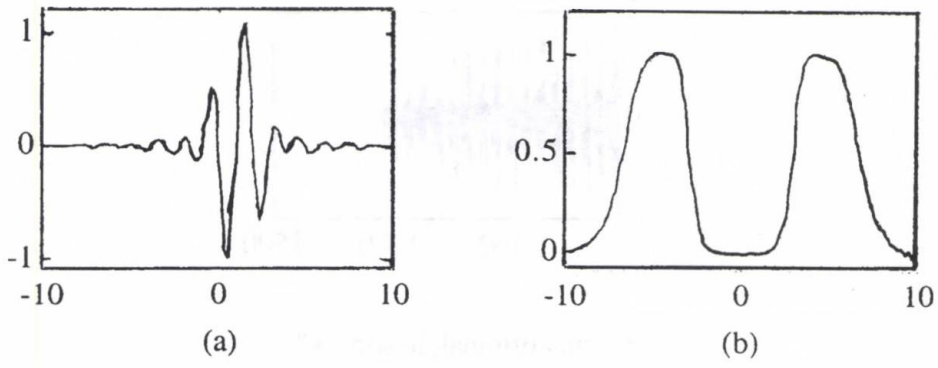


Fig. 4
(a) La fonction ondelette $\Psi(t)$ associée à la fonction échelle de la fig. 2
(b) Le module de la transformée Fourier de la fonction $\Psi(t)$

$$= < \Phi_{2^{-1}}(u), \Phi(u-[k-2n]) > \quad (14)$$

Utilisant (14) dans la relation (13) on obtient la relation suivant pour l'espace $V_{2^{j+1}}$:

$$< f(u), \Phi_{2^j}(u-2^j n) > = \sum_{k=-\infty}^{\infty} < \Phi_{-1}(u), \Phi(u-[k-2n]) > \cdot$$

$$\cdot < f(u), \Phi_{2^{j+1}}(u-2^{-(j+1)}k) > \quad (15)$$

On note $h(n) = < \Phi_{2^{-1}}(u), \Phi(u-n) >$, et $\tilde{h}(n) = h(-n)$ (voir fig. 3) filtre miroir de h(n). Avec ces notations la dernière relation devien:

$$< f(u), \Phi_{2^j}(u-2^{-j}n) > =$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{h}(2n-k) \cdot < f(u), \Phi_{2^{j+1}}(u-2^{-(j+1)}k) > \quad (16)$$

Cette relation démontre que le signal $P^d_{2^j} f$ peut être calculé a partir de $P^d_{2^{j+1}} f$ par filtrage de $\tilde{h}(n)$ [$\tilde{H}(\omega)$].

On construit maintenant l'espace W_{2^j}, qui est le complément orthogonale de V_{2^j} dans $V_{2^{j+1}}$:

$$W_{2^j} \oplus V_{2^j} = V_{2^{j+1}} \quad (17)$$

L'idée est de voire qu'elle est la projection de f(t) sur W_{2^j}. Afin d'obtenir la projection, on a besoin, comme dans le cas de l'espace V_{2^j}, d'une base orthonormale pour W_{2^j}. L'existence et la forme analytique de cette base est donée par le résultat suivant:

Soit $(V_{2^j})_{j \in Z}$ une suite d'espaces multiresolutions, $\Phi(t)$ la fonction d'échelle et $H(\omega)$ le filtre miroir et soit $\psi(t)$ une fonction qui a la transformée suivante:

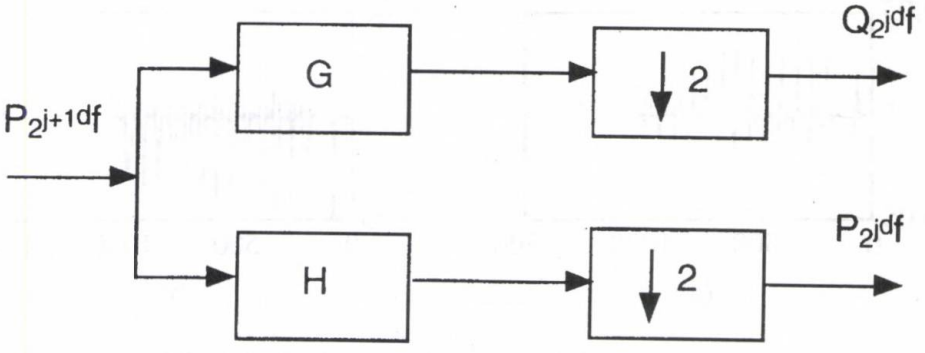
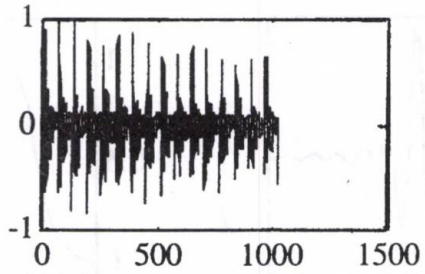
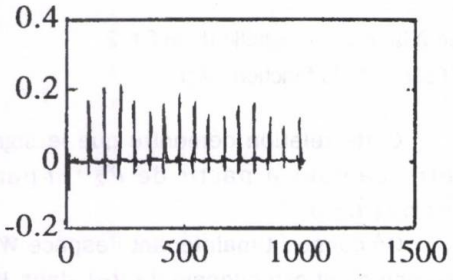


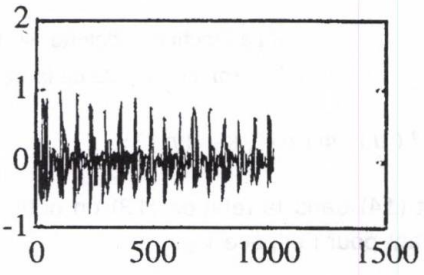
Fig. 5
Le schéma général de l'algorithme pyramidale



le signal original, le son "A"

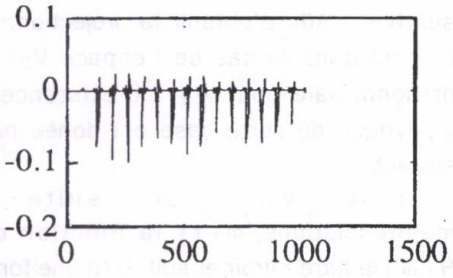


(a)

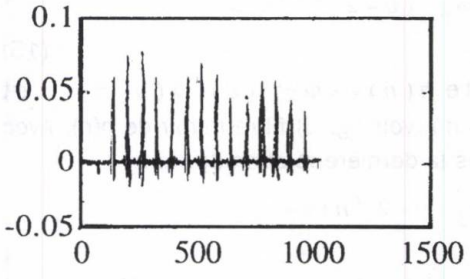


(b)

L'approximation de f(t) à la résolution 2^{-1} Le signal détail de f(t) à la résolution 2^{-1}

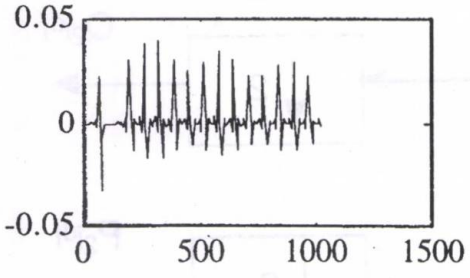


(a)

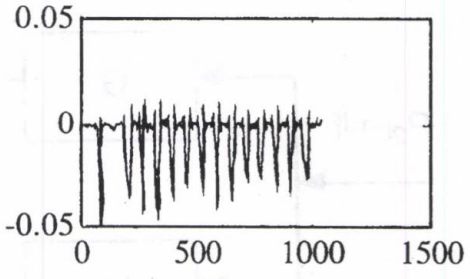


(b)

L'approximation de f(t) à la résolution 2^{-2} Le signal détail de f(t) à la résolution 2^{-2}



(a)



(b)

L'approximation de f(t) à la résolution 2^{-3} Le signal détail de f(t) à la résolution 2^{-3}

Fig. 6

$$\hat{\psi}(\omega) = G\left(\frac{\omega}{2}\right)\cdot\hat{\Phi}\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad ou \quad G(\omega) = e^{-j\omega}\overline{H(\omega+\pi)} \tag{18}$$

Alors $\psi_{2^j}(t) = 2^j\psi(2^j t)$, et la suite $\left\{\sqrt{2^{-j}}\,\psi_{2^j}(t-2^{-j}n)\right\}_{n\in Z}$ est une base orthonomée de W_{2^j}. La fonction $\Psi(t)$ est appelée "fonction ondelette orthogonale" (voir la figure 4). Si la transformée Fourier $\Phi(t)$ este un filtre passe - bas on voit dans la fig. 4 que $\hat{\psi}(\omega)$ est un filtre passe - haut.

Soit $Q_{2^j}f$ l'opérateur de projection sur l'espace W_{2^j}. Faisant le même raisonnement on peut écrire:

$$Q_{2^j}f(t) = 2^{-j}\sum_{n=-\infty}^{\infty} < f(u), \psi_{2^j}(u-2^{-j}n) > \cdot\,\psi_{2^j}(t-2^{-j}n) \tag{19}$$

La suite:

$$Q^d_{2^j}f = \left\{ < f(u), \psi_{2^j}(u-2^{-j}n) > \right\}_{n\in Z} \tag{20}$$

est dénommée signal détail discret à la résolution 2^j. Elle contient la différence d'information entre $P^d_{2^{j+1}}f$ et $P^d_{2^j}f$. De la même facon que pour $\Phi(t)$ on peut déduire pour la fonction ondelette des relations similaires:

$$< f(u), \psi_{2^j}(u-2^{-j}n) > = (f(u) * \psi_{2^j}(-u))(2^{-j}n) \tag{21}$$

Donc:

$$Q^d_{2^j}f = \left\{ (f(u) * \psi_{2^j}(-u))(2^{-j}n) \right\}_{n\in Z} \tag{22}$$

Si dans les relations (13), (14), (15) nous remplacons $\Phi_{2^j}(t-2^{-j}n)$ par $\psi_{2^j}(t-2^{-j}n)$, et on fait les notations $g(n) = < \psi_{2^{-1}}(u), \Phi(u-n) >$, $\tilde{g}(n) = g(-n)$ on obtient une relation analogue au (16):

$$< f(u), \psi_{2^j}(u-2^{-j}n) > =$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{g}(2n-k)\cdot < f(u), \Phi_{2^{j+1}}(u-2^{-(j+1)}k) > \tag{23}$$

$g(n)$ est la réponse impulsionnelle du filtre $\tilde{G}$. La relation (18) implique dans le domaine temporelle nous avons $g(n) = (-1)^{1-n}h(1-n)$. Les filtres h(n) et g(n) s'appellent filtres miroirs en quadrature. La relation (23) montre qu'on peut calculer le signal détail $Q^d_{2^j}f$ de $P^d_{2^{j+1}}f$ par filtrage avec la fonction $\tilde{G}$. Le schéma de cet algorithme est montré dans la figure 5.

Si le signal $P^d_1 f$ a N échantillons, alors le signal $P^d_{2^j}f$ et $Q^d_{2^j}f$ ont chacun 2^j N échantillons. Nous avons écrit cet algorithme d'analyse multirésolution en MATLAB. Les filtres H (passe - bas) et G (passe - haut) sont des filtres RIF, avec la longuer 23, et ils ont été obtenus à partir de la fonction ondelette cubique spline [6]. Le signal d'analyse choisi a été un signal de parole: le son, représenté par 1024 échantillons. Les résultats de l'algorithme sont représentés dans la figure 6. On voit qu'après trois itérations, le signal détail devient très petit et on peut arrêter ici l'approximation.

III. CONCLUSIONS

Dans cet article nous avons décrit l'algorithme mise au point par S. Mallat en 1987. L'algorithme est util surtout dans le domaine de la compression des images. Le fait qu'on a choisi une base orthogonale d'ondelette a comme conséquence que dans l'espace des signaux détails on n'a pas d'information redondante. C'est évident que le signal peut être reconstruit à partir de ses composants, l'erreur de reconstruction etant donnée par les nombres des itérations faites.

BIBLIOGRAPHIE

[1] C.Casquet, P.Wittmosky - "Analyse de Fourier et applications: filtrage, calcul numerique, ondelettes", Masson, Paris 1995

[2] C.K. Chui "An introduction to wavelets", Academic Press, Boston, 1992

[3] Ingrid Daubechies - "The wavelet transform, time - frequency localisation and signal analysis", IEEE Transaction on information theory, vol 36, No. 5, pp, 961 - 1005, septembre 1990

[4] Ingrid Daubechies - "Ten lecrures on wavelets", Society for industrial and applied mathematics, Philadelphia, Pensylvania, 1992

[5] Bjorn Jawert, Wim Sweldens - "An overview of wavelet based multiresolution analyses" SIAM Review, vol. 36, No. 3, pp. 377 - 412, septembre 1994

[6] Stephane G. Mallat "A theory for multiresolution signal decomposition : The wavelet representation", IEEE Transaction on pattern analyysis and machine inteligence", vol. 2, No. 7, pp. 674 - 693, july 1989

[7] Robert S. Strichartz "How to make wavelets", The American mathematical monthly, vol. 100, No. 6, pp. 539 - 556, june - july 1993

The Data Error Rate Effects on DD Timing Synchronization

***As. Octavian Fratu, As. Simona Halunga** **

Key words: timing; data aided synchronization; decision directed synchronization; data error probability

Abstract: This paper analyze the estimation error effects on the timing synchronization for a large category of data modulated signals (QAM signals). The general results obtained in the first part are them applied to two specific interest signals: QPSK and MSK.

In any data transmission system, in order to recover the data, a timing synchronization must be accomplished at the receiver; during the last decades, as data transmissions become more important, many algorithms had been developed to solve this problem. If a Decision Directed (DD) method is used [1], the error which occurs on data estimation leads to a decrease in system performances versus Data Aided (DA) method, when is supposed that the data are already available at the receiver.

In this paper, the error probability as a function of timing error for a QAM is studied, and the results are applied for the QPSK and MSK transmissions: then, the data estimation error influence on the likelihood function is studied, when a DD method is used.

For an offset QAM transmission, the baseband signal is:

$$s(t,\tau) = A\sum_n a_n g(t - nT - \tau) + jA\sum_n b_n g(t - nT - \varepsilon T - \tau) \quad (1)$$

where:

- A is the signal's amplitude;
- a_n, $b_n \in \{\pm 1\}$ are the independent, zero mean data values;
- T is the data period;
- τ is the timing error of the received signal;
- ε is the relative offset betwen the inphase and quadrature signal components;
- g (t) is the baseband impulse of the transmitted data;
- n (t) is the channel additive white Gaussian noise, with zero mean and double-sided power spectral density $N_0 / 2$.

The received signal is then given by:

$$r(t) = s(t,\tau) + n(t) \quad (2)$$

If we want to determine the timing error τ of the received data when DD is employed, a local reference:

$$s_0(t,\tau_0) = A\sum_{n=0}^{N-1} \hat{a}_n g(t - nT - \tau_0) + jA\sum_{n=0}^{N-1} \hat{b}_n g(t - nT - \varepsilon T - \tau_0) \quad (3)$$

must be generated. The Maximum Likelihood principle [1, 2] shows us whether the chosen value τ_0 matches to the real timing error τ . Therefore, we must determine the log-likelihood function [1, 3]:

$$\lambda'(\tau_0) = \frac{2}{N_0} Re\left\{\int_{T_0} r(t)\, s_0^*(t,\tau_0)\, dt\right\} - \frac{1}{N_0}\int_{T_0} \left| s_0(t,\tau_0)\right|^2 dt \quad (4)$$

where T_0 is the observation time ($T_0 = NT$, $N >> 1$). If we neglect the side effects, the relation above can be approximated by:

$$\lambda'(\tau_0) \approx \frac{2A}{N_0}\sum_{n=0}^{N-1} \hat{a}_n \int_{-\infty}^{\infty} Re\left[r(t)\right] g(t - nT - \tau_0)\, dt + \frac{2A}{N_0}\sum_{n=0}^{N-1} \hat{b}_n \int_{-\infty}^{\infty} Im\left[r(t)\right] g(t - nT - \varepsilon T - \tau_0)\, dt - \frac{A^2}{N_0}\,\mathcal{E}\sum_{n=0}^{N-1}(\hat{a}_n^2 + \hat{b}_n^2) \quad (5)$$

where:

$$\mathcal{E} = \int_{-\infty}^{\infty} g^2(t)\, dt \quad (6)$$

is the baseband signal energy.

Using the notation:

$$q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\xi)\, g(\xi - t)\, d\xi \quad (7)$$

* Politehnica University Bucharest

and replacing (2) and (1) into (5) we find the log - likelihood function when a DD method is employed:

$$\lambda''_{DD}(\tau_o) = \frac{2A^2}{N_o} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (\hat{a}_n a_{n-m} + \hat{b}_n b_{n-m}) \cdot$$

$$\cdot q(mT - \Delta\tau) + noise \qquad (8)$$

where: $\Delta\tau = \tau - \tau_o$.

Note: When binary data are used, the third therm from equation (5) is constant, so it can be ignored in the maximization of the log-likelihood function.

As the inphase and quadrature data a_n and b_n has similar statistic properties, the log-likelihood function (8) statistic mean is:

$$E\left\{\lambda''_{DD}(\tau_o)\right\} =$$

$$= \frac{4A^2}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\left\{\hat{a}_n a_{n-m}\right\} q(mT - \Delta\tau) =$$

$$= \frac{4A^2}{N_0} N \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\left\{\hat{a}_o a_{-m}\right\} q(mT - \Delta\tau) \qquad (9)$$

Now, if the data should have been priori known (i.e. $\hat{a}_n = a_n$, $\forall n \in N$) the DD method turns to a DA method. As the base pulse g(t) from (7) is even, and:

$$E\left\{a_n\right\} = 0$$

$$E\left\{a_n a_{n+m}\right\} = \begin{cases} 1 & \text{for } m = 0 \\ 0 & \text{for } m \neq 0 \end{cases} \qquad (10)$$

the log - likelihood function's mean (DA method) is:

$$E\left\{\lambda''_{DA}(\tau_o)\right\} = \frac{4A^2}{N_0} N q(\Delta\tau) \qquad (11)$$

In real system, when a DD method is used to synchronize the receiver, we must take into account the data estimation error effects on the log-likelihood function. The data estimation is accomplished by using a threshold detector: on it's input we have:

$$r(nT + \tau_o) =$$

$$= \frac{2A^2}{N_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{n-m} q(mT - \Delta\tau) + n_{cf}(nT + \tau_o) \qquad (12)$$

where:

$$n_{cf}(t) = \frac{2A}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} n_c(\xi)\, g(\xi - t)\, d\xi \qquad (13)$$

and $n_c(t)$ is the inphase component of the low-pass gaussian noise, with zero mean and variance $\sigma^2 = N_0 / 2$. The filtered noise $n_{cf}(t)$ has also a zero mean and the power spectral density:

$$S_{ncf}(\omega) = \frac{2A^2}{N_0} \left| G(\omega) \right|^2 \qquad (14)$$

so the variance is:

$$\sigma^2_{zg} = E\left\{n^2_{cf}(t)\right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ncf}(\omega)\, d\omega =$$

$$= \frac{2A^2}{N_0} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| G(\omega) \right|^2 d\omega =$$

$$= \frac{2A^2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} g^2(t)\, dt = \frac{2A^2}{N_0} q(0) \qquad (15)$$

If a QPSK signal is employed, the base pluse is:

$$g(t) = \sigma(t) - \sigma(t - T) \qquad (16)$$

and the noise variance is:

$$\sigma^2_{zg,\,QPSK} = \frac{2A^2}{N_0} T \qquad (17)$$

If a QPSK signal is employed, which use the base pluse:

$$g(t) = \sin\left(\pi \frac{t}{T}\right) [\sigma(t) - \sigma(t - T)] \qquad (18)$$

the noise variance obtained is:

$$\sigma^2_{zg,\,MSK} = \frac{A^2}{N_0} T \qquad (19)$$

It is a well known fact that the error probability for binary data (± d) affected by an additive zero mean gaussian noise, with the variance σ^2, is:

$$P_e = Q\left(\frac{d}{\sigma}\right) \qquad (20)$$

where:

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \qquad (21)$$

is the complementary error function for the standard gaussian distribution (m = 0, σ^2=1). When a symbol a_n is detected, the error probability is:

$$P_e = P\left\{\hat{a}_n \neq a_n\right\} = Q\left\{\frac{\left|\frac{2A^2}{N_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{n-m} q(mT - \Delta\tau)\right|}{2\sigma_{zg}}\right\} \qquad (22)$$

As this probability depends on the data values (a_{n-m}), we can define a statistical mean of this probability error:

$$\overline{P_e} = \lim_{M \to \infty} P_{eM} \qquad (23)$$

where:

$$P_{eM} = \frac{1}{4^M} \sum_{\substack{a_{n-m}, \ldots, a_{n-1} \\ a_{n+1}, \ldots, a_{n+M}}}$$

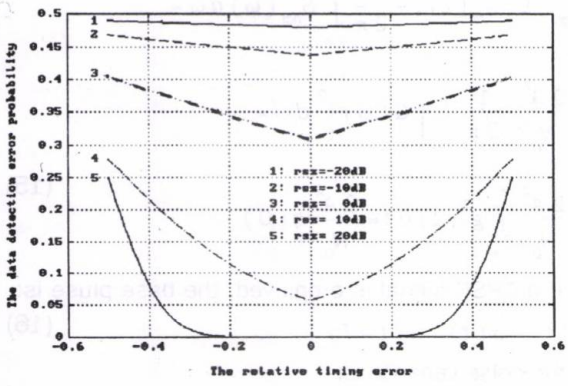


Fig. 1
The data detection error probability for QPSK.

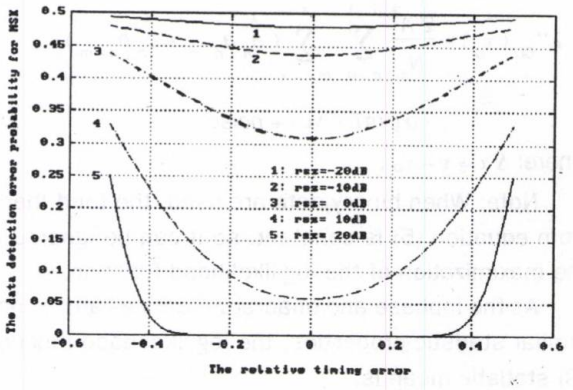


Fig. 2
The data detection error probability for MSK.

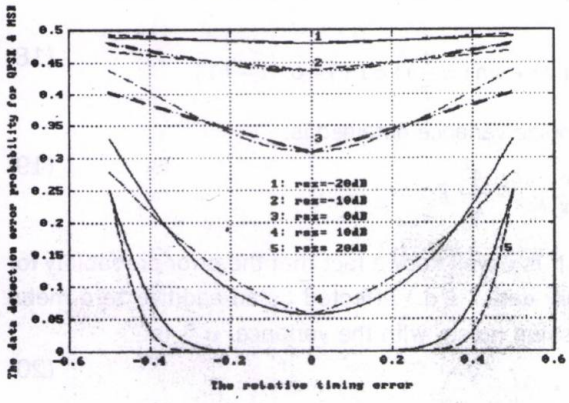


Fig. 3
Comparison between the data detection error probabilities for QPSK and MSK.

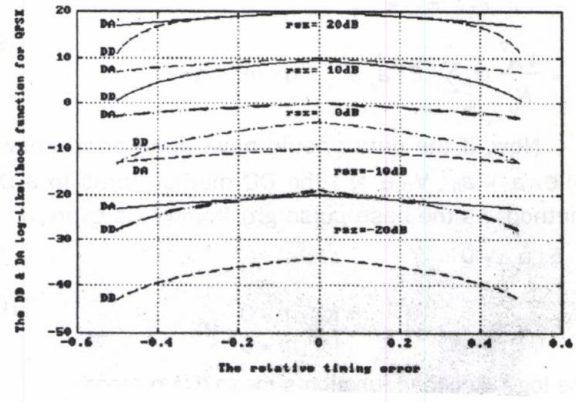


Fig. 4
The DD and DA log-likelihood function for QPSK.

$$Q\cdot\left[\alpha\left\{1+\sum_{m=1}^{M}\left(a_{n-m}\frac{q(mT-\Delta\tau}{q(\Delta\tau)}+a_{n+m}\frac{q(mT+\Delta\tau}{q(\Delta\tau)}\right)\right\}\right] \tag{24}$$

and:

$$\alpha=\frac{\frac{2A^2}{N_0}q(\Delta\tau)}{2\sigma_{zg}}=\frac{A\,q(\Delta\tau)}{\sqrt{2N_0\,q(0)}} \tag{25}$$

It can be easily seen that, if the baseband pluse has a finite length ($g(t)\neq 0$, $t\in[-KT,\ KT]$), the P_{eM} series is constant for $M\geq K$, respectively:

$$\overline{P_e}=P_{eM}\quad \text{for } M\geq K \tag{26}$$

Based on the result we can compute:

$$E\left\{a_n\hat{a}_n\right\}=1-2\overline{P_e} \tag{27}$$

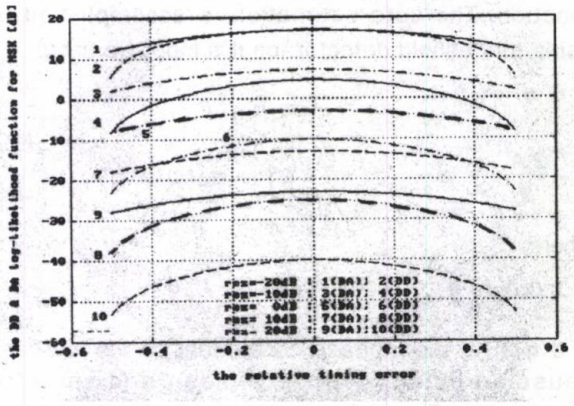


Fig. 5
The DD and DA log-likelihood function for MSK.

A similar procedure can be adopted to determine the mean $E\left\{\hat{a}_o\, a_{-m}\right\}$ for $m \neq 0$, respectively:

$$E\left\{\hat{a}_o\, a_{-m}\right\} = 1^2 P\left\{a_{-m}=1\right\}\cdot P\left\{\hat{a}_o=1/a_{-m}=1\right\}+$$
$$+(-1)^2 P\left\{a_{-m}=-1\right\}\cdot P\left\{\hat{a}_o=-1/a_{-m}=-1\right\}+$$
$$+1\cdot(-1)\cdot P\left\{a_{-m}=1\right\}\cdot P\left\{\hat{a}_o=1/a_{-m}=-1\right\}+$$
$$+(-1)\cdot 1\cdot P\left\{a_{-m}=-1\right\}\cdot P\left\{\hat{a}_o=-1/a_{-m}=1\right\}=$$
$$=P\left\{\hat{a}_o=1/a_{-m}=1\right\}-P\left\{\hat{a}_o=1/a_{-m}=-1\right\} \qquad (28)$$

where all the probabilities had been mediated, based on the supposition of data independence. We find that $E\left\{\hat{a}_o\, a_{-m}\right\}$ is the limit of the series:

$$E\left\{\hat{a}_o\, a_{-m}\right\} = \lim_{M\to\infty} \Delta P_{mM} \qquad (29)$$

where:

$$\Delta P_{mM} = \frac{1}{4^M}\cdot \sum_{\substack{a_{-M},\ldots,a_{-1}\\ a_1,\ldots,a_M}} \cdot$$
$$Q\cdot\left[\alpha\left\{1+\sum_{k=1}^{M}\left(a_{-k}\frac{q(kT-\Delta\tau}{q(\Delta\tau)}+a_k\frac{q(kT+\Delta\tau}{q(\Delta\tau)}\right)\right\}\right]$$
$$-\frac{1}{4^M}\cdot \sum_{\substack{a_{-M},\ldots,a_{-1}\\ a_1,\ldots,a_M}} \cdot$$
$$Q\cdot\left[\alpha\left\{1+\sum_{k=1}^{M}\left(a_{-k}\frac{q(kT-\Delta\tau}{q(\Delta\tau)}+a_k\frac{q(kT+\Delta\tau}{q(\Delta\tau)}\right)\right\}\right] \qquad (30)$$

So we can conclude that, if the base pulse has a finite length ($q(t)\neq 0$, $t\in[-KT, KT]$), $\Delta P_{mM}\neq 0$ for $M \geq m$ and $m \geq K$.

As in rel systems q(t) is almost time limited and the error complementary function Q(x) is continuous, the series defined above are converging.

Based on the algorithm described above we can determine a procedure to compute the log-likelihood function for a DD time synchronization, starting from relation (9).

For the specific QPSK/MSK signals, we have:

$$q(t)=\begin{cases} T\left(1-\dfrac{|t|}{T}\right) & t\ (-T,T)\\ 0 & t\ (-T,T)\end{cases} \qquad (31)$$

for QPSK, respectively:

$$q(t)=\begin{cases} \dfrac{T}{2}\left(1-\dfrac{|t|}{T}\right)\cos\dfrac{\pi}{T}t-\dfrac{T}{2\pi}\sin\pi\dfrac{|t|}{T} & t\ (-T,T)\\ 0 & t\ (-T,T)\end{cases} \qquad (32)$$

for MSK.

As $q(t)\neq 0$ for $t\in(-T, T)$, results $\Delta\tau\in(-T/2, T/2)$ and the mean log-likelihood function for DD timing synchronization:

$$E\left\{\ddot{\lambda}_{DD}(\tau_o)\right\}=\frac{4A^2}{N_0}N[(1-2P_{e1})\,q(\Delta\tau)+$$
$$+\Delta P_{1,1}\,q(T-\Delta\tau)+\Delta P_{-1,1}\,q(T+\Delta\tau)] \qquad (33)$$

where P_{e1} is determined for M = 1 using (24) while $P_{1,1}$ and $P_{-1,1}$ are given by (30) using (31) and (32).

The average error probability on data detection for P_{e1} the two examples above is shown in figures 1 and 2 for five values of the signal to noise ratio (SNR), measured at the detector's input.

We can see that the error probability increases when the relative time misalignment increases. To make an easier comparison between the QPSK and MSK behavior, the P_e curves have been represented for signals in figure 3.

It can be seen the, when the sampling moments are nearly optimum ($\Delta\tau = 0$) the error probability is smaller for MSK signals then for QPSK ones. When the timing misalignment $\Delta\tau / T$ is getting closer to ± 0.5 (i.e half of the signal period) the data estimation error probability is greater for MSK transmissions relative to QPSK, especially large SNR's.

Figures 4 and 5 shoes the mean log-likelihood function for QPSK and MSK using a DD or a DA method and the same SNR as in 3. It can be seen that there is a significant influence of the data estimation error on those functions, especially when the data estimation error is near half the data period. It must be noted that besides the expected degradation, the data estimation has also a positive effect. Thus, the log-likelihood variation with the timing error is greater in the DD case than in the DA one, which leads to a more easier correction of the sampling time in the previous case.

REFERENCES

[1]. J.G. Proakis - Digital Communications - 2nd Edition, New York, McGraw Hill, 1989

[2]. F.M.Gardner - A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers - IEEE Trans. on Comm. COM-34, pg. 423-429, May 1986

[3]. O.Fratu - Tehnici de refacere a sincronizării la recepție în transmisiunile de date - Ph'd technical report, Telecommunication Department, Politehnica University Bucharest, 1994

Logiciel pour calculer les caracteristiques de dispersion des lignes de transmission planaires a deux couches dielectriques

Vişan Traian *

1. INTRODUCTION

L'evolution des circuits intégrés pour micro-ondes (MIC) surtout dans leur forme monolitique (MMIC) a nécessité l'apparition des logiciels de conception assistée par ordinateur (CAD) dans ce domaine. Ces logiciels utilisent en général des formules analytiques empiriques ou bien des tableaux des données qui préalablement ont été obtenues à l'aide d'autres logiciels reposent sur des méthodes numériques performantes. Pour améliorer la précision de calcul et la gamme d'applicabilité des logiciels CAO il serait extrêmement avantageux s'ils peuvent utiliser directement les méthodes numériques performantes au but d'obtenir les résultats désirés. Ceci peut être possible dans la mesure dans laquelle les méthodes numériques sont trés efficaces. Une méthode numérique est considérée efficace si elle ofrre des résultats avec une bonne précision dans un intervalle de temps court en utilisant une mémoire de l'ordinateur plus réduite.

Entre les méthodes numériques disponibles jusqu'à présent la méthode spectrale (SDM) s'approche mieux de ce but.

Dans le circuits intégrés pour micro-ondes le principal élément de circuit est représenté par la ligne de transmission planaire avec sa grande variété des formes. On voit ainsi utile de caractériser plus exacte les lignes de transmission par des logiciels en utilisant la méthode spectrale.

Cet article propose un logiciel qui repose sur la méthode spectrale, capable de calculer les caractéristiques de dispersion pour quatre différantes lignes de transmission planaires dont les configurations sont présentées en fig. 1. Ces quatre types de ligne (la ligne micro-ruban, la ligne à fente, la ligne à rubans parallèles et le guide coplanaire) sont à présent les plus utilisés dans le circuits intégrés micro-ondes.

2. LA METHODE SPECTRALE

On peut considérer la structure d'un circuit intégré pour micro-ondes définie par des conducteurs planairs extrêmement mince (par rapport à l'épaisseur des couches diélectriques) disposés à l'interface des couches diélectriques. Ainsi le problème du champ électromagnétique est un problème d'équations différentielles aux dérivées partielles avec valeurs initiales ou sur la frontière, en général l'équation des ondes. Pour le cas des lignes de transmission, ce problème peut être formulée seulement par les composantes du champ de la section transversale. On considère sur la direction de la propagation une variation de forme connue: $\exp(-j\beta z)$.

Pour exprimer les composantes du champ on utilise les potentiels scalaires électrique et magnétique qui sont des solutions pour l'équation d'onde dans la section transversale.

$$(\Delta + \zeta_i^2)\,\Phi(x,y) = 0;$$

$$(\Delta + \zeta_i^2)\,\psi(x,y) = 0; \quad \zeta_i^2 = \omega^2 \mu_i \varepsilon_i - \beta^2 \tag{1}$$

Ces équations sont valables pour chaque couche diélectrique (i=1.2,...,T).

Jusqu'à ce moment le problème est un problème d'électrogamnétisme classique. On applique une transformée de Fourier sur une direction parallèle avec les couches diélectriques (la direction x). On obtienne:

$$(\tilde{\Delta} + \gamma_i^2)\,\tilde{\Phi}_i(\alpha,y) = 0;$$

$$(\tilde{\Delta} + \gamma_i^2)\,\tilde{\psi}_i(\alpha,y) = 0; \quad \gamma_i^2 = \omega^2 \mu_i \varepsilon_i - \beta^2 - \alpha^2 \tag{2}$$

avec l'opérateur:

$$\tilde{\Delta} \equiv \frac{\partial^2}{\partial y^2}$$

Les équations sont maintenant dans l'espace de la transformée de Fourier ca veut dire dans le domaine

* L'Université "Politehnica" de Bucarest

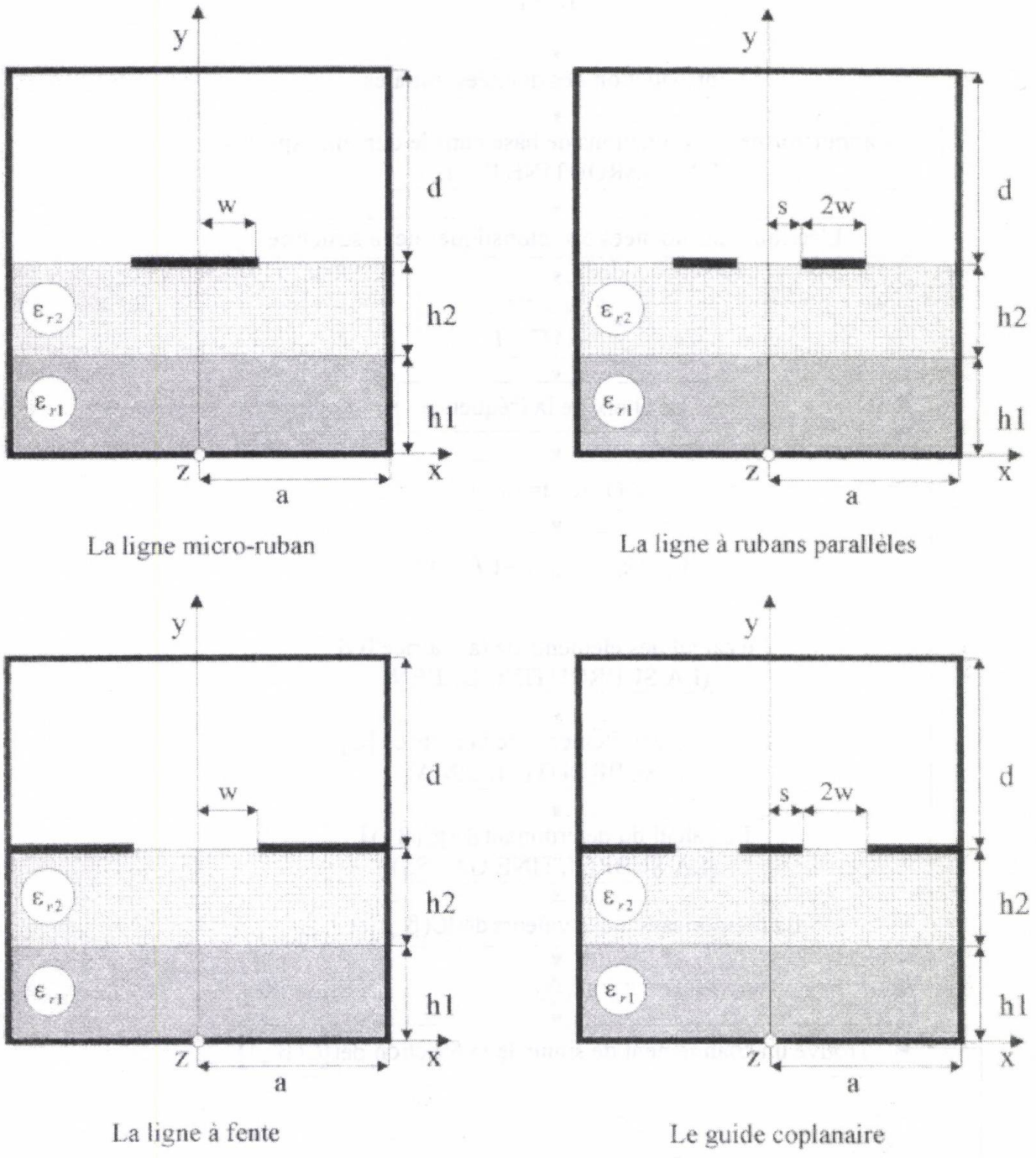


Fig. 1 - Les sections transversales des lignes de transmission.

spectral. Donc du point de vue mathématique l'essence de la méthode spectrale est de résoudre le problème d'électromagnétisme dans l'espace de la transformée de Fourier.

On observe que le domaine spectral nous avons à résoudre des équantios différentielles ordinaires sur une seule dimension. Ainsi tout du début on obtient une réduction considérable de la complexité du problème. Ceci représente un des importants arguments pour la supériorité de la méthode spectrale face à d'autres méthodes. Les solutions d'équations (2) sont de la forme suivante:

$$\tilde{\Phi}_i(\alpha, y) = A_i \sin h(\gamma_i y) + B_i \cos h(\gamma_i y)$$

$$\tilde{\psi}_i(\alpha, y) = C_i \sin h(\gamma_i y) + D_i \cos h(\gamma_i y) \qquad (3)$$

Ici if faut faire une précision. Dans le cas dans lequel la structure est une structure fermée (voir fig.

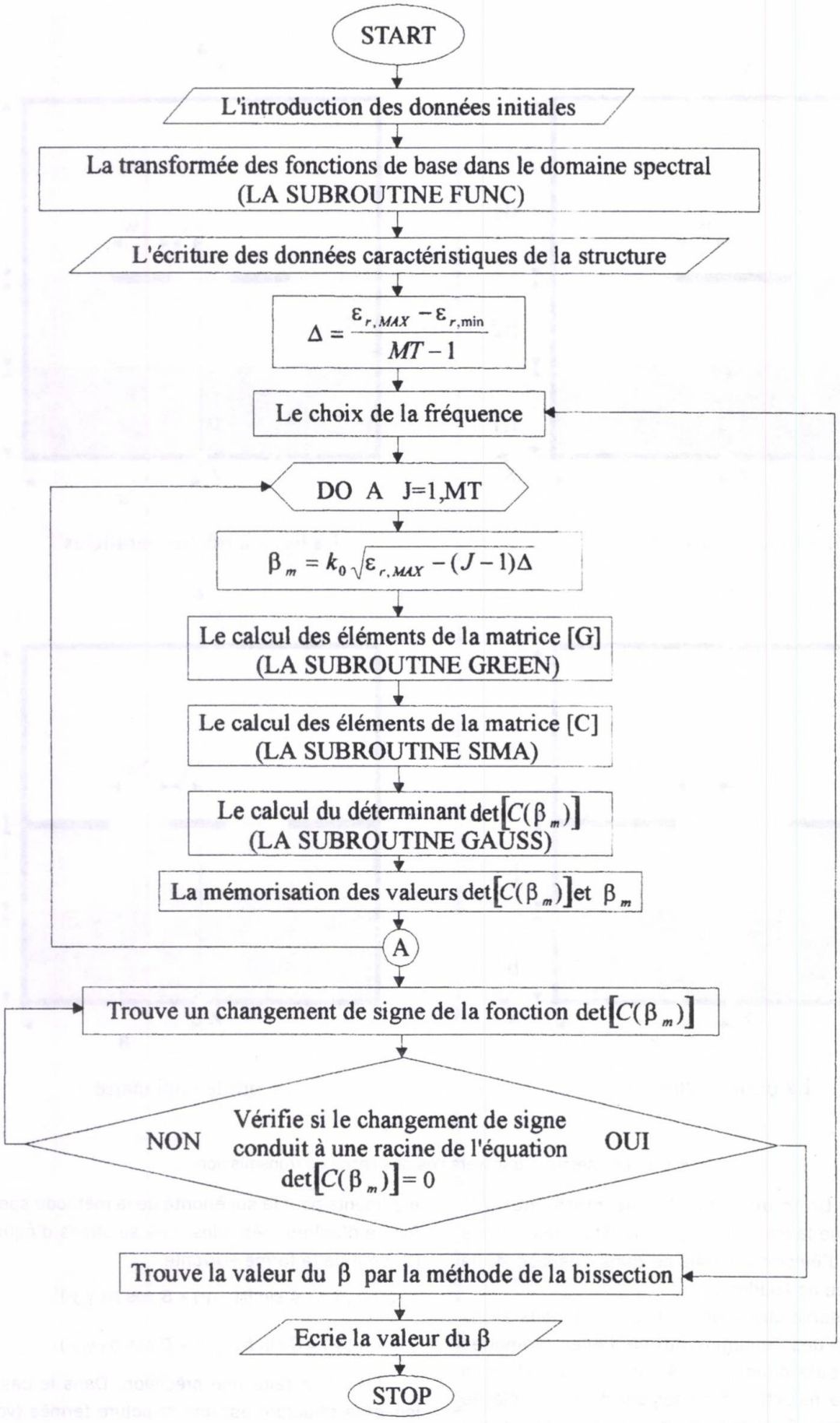


Fig. 2
L'organigramme du logiciel

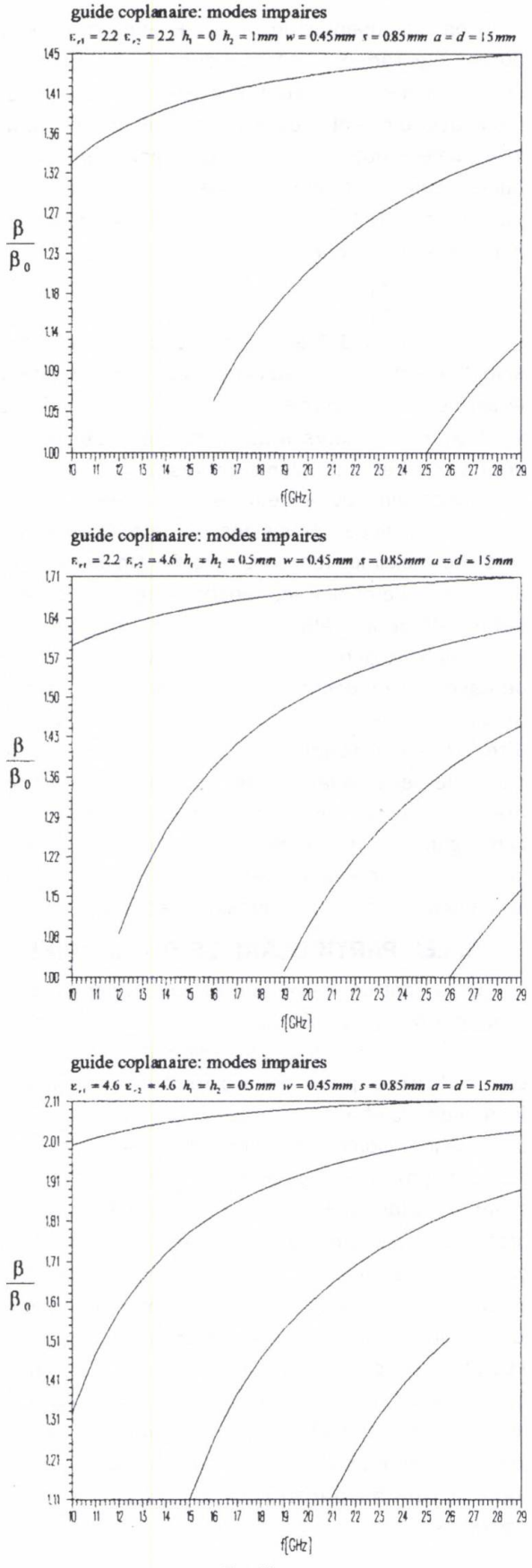


Fig. 3

1) la variable spectrale α est une variable discrète et la transformée appliquée aux équations (1) est une transformée de Fourier discrète. Ceci parce qu'il faut satisfaire les conditions sur la frontière. Il faut aussi remarquer que la structure fermée s'approche mieux à la réalite, parce qu'en pratique la grande majorité des circuits ont fermés dans une boîte métallique.

On peut écrire [1] les composantes du champ éelectromagnétique pour chaque couche diélectrique de la manière suivante:

$$\tilde{\tilde{E}}_i = \tilde{\nabla} \times \tilde{\nabla} \tilde{\tilde{\Phi}}_i - j\omega\mu_i \tilde{\nabla} \times \tilde{\tilde{\psi}}_i$$

$$\tilde{\tilde{H}}_i = \tilde{\nabla} \times \tilde{\nabla} \tilde{\tilde{\psi}}_i - j\omega\varepsilon_i \tilde{\nabla} \times \tilde{\tilde{\Phi}}_i \qquad (4)$$

En remplacant les relations (3) dans (4) on obtient les composants du champ pour chaque couche diélectrique en fonction des coefficients A_i, B_i, C_i, D_i et de la variable générale β. On pose les conditions de continuité pour les composantes du champ dans le domaine spectral.

$$\tilde{E}_{z,i} = \tilde{E}_{z,i+1} \quad , \quad \tilde{E}_{x,i} = \tilde{E}_{x,i+1}$$

$$\tilde{H}_{z,i} = \tilde{H}_{z,i+1} \quad , \quad \tilde{H}_{x,i} = \tilde{H}_{x,i+1} \qquad (5)$$

Les relations (5) correspondent pour l'interface entre deux couches on n'existent pas des rubans métaliques. Pour l'interface ou se trouvent des rubans métaliques les conditions sont:

$$\tilde{E}_{z,i} = \tilde{E}_{z,i+1} \quad , \quad \tilde{E}_{x,i} = \tilde{E}_{x,i+1}$$

$$\tilde{H}_{z,i} - \tilde{H}_{z,i+1} = -\tilde{J}_x e^{-j\beta z} \quad , \quad \tilde{H}_{x,i} - \tilde{H}_{x,i+1} = \tilde{J}_x e^{-j\beta z} \qquad (6)$$

Notre objectif est d'obtenir une relation entre les transformées de Fourier du champ électrique et les transformées de Fourier des densités du curant électrique à l'interface ou sont situées les rubans métalliques. En termes mathématiques ceci n'est pas que de trouver la fonction de Green pour cette structure dans le domaine spectral. Pour une structure multicouche on obtient la fonction de Green dans le domaine spectral d'une manière systématique par une technique appelée la technique de matrice de transfère [2]. Pour appliquer cette technique on écrit les équations (5) d'une facon explicite et après quelques calculs simples on les pose sous la forme:

$$\begin{bmatrix} A_{i+1} \\ B_{i+1} \\ C_{i+1} \\ D_{i+1} \end{bmatrix} = \left[T_{i+1,i} \right] \begin{bmatrix} A_i \\ B_i \\ C_i \\ D_i \end{bmatrix} \qquad (7)$$

La matrice [$T_{i+1,i}$] représente la matrice de transfère qui fait la liaison entre les coefficients de la couche i et les coefficients de la couche i+1. Ainsi les coefficients des couches qui contient l'interface ou se trouvent les rubans métalliques, peuvent être écrits par l'intermède d'une chaîne des matrices de transfére en fonction des coefficients de la plus haute couche respectif de la plus basse couche diélectrique. La plus haute et la plus basse couche sont bordées des murs métaliques. Donc les coefficients $B_i=C_i=0$. On écrit maintenants les relations (6) d'une facon explicite et en faisant quelques simples calculs on obtient:

$$\begin{bmatrix} \tilde{G}_{11}(\alpha,\beta) & \tilde{G}_{12}(\alpha,\beta) \\ \tilde{G}_{21}(\alpha,\beta) & \tilde{G}_{22}(\alpha,\beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_z \\ \tilde{E}_x \end{bmatrix} \tag{8}$$

Nous avons obtenu la fonction de Green de la structure et ce qui est le plus important elle a une forme analytique.

Les inconnues du système (8) sont maintenant $\mathbf{J_x}$, $\mathbf{J_z}$, $\mathbf{E_x}$, $\mathbf{E_z}$ et β . Pour résoudre ce système on applique la méthode des moments [3]. Pour ca on développe les fonctions des densités de courant en séries des fonctions. Ces séries des fonctions représentent des familles des fonctions orthogonales appelées les fonctions de base.

$$\tilde{J}_x = \sum_p a_p \tilde{J}_{x,p} \quad , \quad p \in [1,\ldots,P]$$

$$\tilde{J}_z = \sum_q a_q \tilde{J}_{x,q} \quad , \quad q \in [1,\ldots,Q] \tag{9}$$

Après l'introduction des relations (9) le système (8) devienne:

$$\tilde{E}_z = \sum_p a_p \tilde{G}_{11}(\alpha,\beta)\tilde{J}_{x,p} + \sum_q b_q \tilde{G}_{12}(\alpha,\beta)\tilde{J}_{z,q}$$

$$\tilde{E}_x = \sum_p a_p \tilde{G}_{21}(\alpha,\beta)\tilde{J}_{x,p} + \sum_q b_q \tilde{G}_{22}(\alpha,\beta)\tilde{J}_{z,q} \tag{10}$$

On fait les produits scalaires $\langle E_z,J_z\rangle$ et $\langle E_x,J_x\rangle$ pour transformer le système (10) dans un système linéaire et homogène d'équations algébriques.

$$\sum_{p=1}^{P} C^{11}_{q',p}(\beta)\, a_p + \sum_{q=1}^{Q} C^{12}_{q',q}(\beta)\, b_q = \sum \tilde{J}^{*}_{z,q'} \tilde{E}_z, \qquad q' = 1,\ldots,Q$$

$$\sum_{p=1}^{P} C^{21}_{p',p}(\beta)\, a_p + \sum_{q=1}^{Q} C^{22}_{p',q}(\beta)\, b_q = \sum \tilde{J}^{*}_{x,q'} \tilde{E}_x, \qquad p' = 1,\ldots,P \tag{11}$$

Les composantes du champ E et les densités de curant électrique J ont des domaines d'existance complémentaires, ça veut dire que ou on a une zone métalique le champ électrique est nult et ou on a une zone diélectrique la densité de curant électrique est nulle. Donc les produits scalaires du membre des équations (11) sont mulles et le système est homogène. On l'ecrit:

$$[C(\beta)] \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = [0] \tag{12}$$

Le système (12) a des solutions si et seulement si le déterminant du système est nul. Ainsi on a réduit le problème à un problème de calcul variationnel. On va trouver les valeurs β qui annulent le déterminant det [$C(\beta)$] et le problème est résolu.

L'algorithme de la méthode a été présenté. Mais il faut faire quelques précisions en ce qui concerne la facon de choisir les fonctions de base. On peut dire que de la façon de choisir les fonctions de base dépende l'efficacité de la méthode. Sauf leur orthogonalité et leur simplicité dans le domaine spectral les fonctions de base doivent décrire le mieux possible la variation réelle physique des grandeurs approchées. Ca veut dire, plus ces fonctions font une approximation meilleure de la variation des densités de curant tout prés des bords des rubans métaliques plus la convergence de la méthode est meilleure. Donc on va utiliser un nombre réduit des fonctions pour approcher le phénomène avec une certaine précision.

3. LES PARTICULARITES DU LOGICIEL

On a écrit un logiciel qui calcule la constante de propagation β pour n'importe quelle structure présentée dans la fig. 1. La constante de propagation est calculée pour le mode de propagation fondamentale et aussi pour les modes supérieures de propagation. Comme fonctions de base on a utilisé des polynomes Legendre et des fonctions trigonométriques. Parce que toutes les structures présentent une symétrie par l'axe (oy) le volume de calcul a été réduit à moitié. Pour assurer une précision de calcul de 0.01% on utilise 200 termes Fourier dans le domaine spectral. La convergence de l'algorithme est assurée par les fonctions de base jusqu'au quatrième ordre pour les structures "seule ligne" (la ligne micro-ruban et la ligne à fente) et jusqu'au septième ordre pour les structures "double ligne" (la ligne à rubans parallèles et la ligne à fentes parallèles).

Le logiciel a été écrit en Fortran ayant une logique présentée dans l'organigramme fig. 2

L'implémentation a été faite sur une station de travail HP720 de la gamme HP APOLLO 9000. Le temps moyen de calcul pour les valeurs du β à une fréquence a été estimé à 1,5s. Aussi on a fait une implémentation du logiciel sur un PC486 à 66MHz et le temps moyen de calcul s'est agradi seulement quatre fois.

On peut donner ici un petit exemple d'utilisation du logiciel. Pour étudier l'effet de la présence de la deuxème couche diélectrique sur les caractéristique de dispersion d'un guide coplanaire on a exécuté le logiciel pour trois différentes configurations. Les résultats obtenus et les données initiales de la structure sont présentées dans la fig. 3.

4. CONCLUSIONS

Malgré un effort initial de traitement analytique de problème, un peu plus volumineux que pour d'autres méthodes, la méthode spectrale se révèle la plus adéquate à l'étude des structures planaires. La preuve de sa supériorité consiste au fait que la majorité des résultats obtenues avec les structures ont été confirmées par la méthode spectrale.

Le logiciel présenté en cet article dénote une bonne compétitivité du point de vue de son efficacité. Il peut être utilisé comme un vrai logiciel ou comme une subroutine incorporée dans des autres logiciels d'analyse des circuits pour micro-ondes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] R.E. COLIN, "Field Theory of Guided Waves - second edition", IEEE Press 1991

[2] J.B. DAVIES and D.MIRSHEKAR-SYAHKAL, "Spectral domanin solution of arbitrary coplanar transmission line with multilayer substrate", IEEE MTT-25 pp. 143-146 1977

[3] R.F. HARRINGTON, "Field Computation by Moment Methods", Collier-Macmillan London 1968

[4] T.ITOH and R.MITTRA, "Specteral Domain Approach for Calculating the Dispertion Characteristics of Microstrip Lines", IEEE MTT-212 pp. 496-499 1973

[5] R.H.JANSEN, "Unified user-oriented computation of schilded, covered and open planar microwave and millimeter - wave transmission-line characteristics", Microwave, Optics Acoust. vol. 3 no. 1 pp. 14-22 1976

[6] K.UCHIDA, T.NODA and T.MATSUNGA, "New Type of Spectral-Domain Analysis of a Microstrip Line", IEEE MTT-37 pp. 947-952 1989

[7] G.COEN, N. FACHE and D. DE ZUTTER, "Comparison Bettween Two Sets of Basis Fonctions for the Current Modeling in the Galerkin Spectral Domain Solution for Microstrips", IEEE MTT-42 pp. 505-513 1994

[8] ***, Microsoft FORTRAN - Reference Documentation

Managing the Broadband Network: the Network Management Center

Alcatel CIT

INTRODUCTION

ATM combines features ideal for both circuit switching (high speed and small delay for voice and video applications) and packet switching (addressability and flexible bandwidth allocation for data transmission). ATM is thus the technique of choice for integrated services, whether for local area networks, wide area networks or mass application such as video-on-demand and the cinema of the future™ [1].

However, the high quality and availability of the ATM VP/VC connections required by video-on-demand (VOD), cinema of the future™ (COF) and data services such as SMDS and CBDS, can be assured only by the use of an efficient network management centre (NMC). The article first illustrates the particular needs of these various services and then shows how they are met by the Alcatel 1370 Broadband Network Management Product.

APPLICATION EXAMPLES

Connectionless service

The first deployments of broadband networks offering virtual path/virtual circuit (VP/VC) services are being used by operators to offer local area network (LAN) interconnections. In order to optimize use of transmission resources, the ATM network using VP/VC switches (e.g. the Alcatel 1000 AX product) is enhanced with connectionless servers (e.g. the Alcatel 1000 CL). The connectionless service function takes into account the sporadic nature of the inter-LAN traffic. This function enables SMDS (switched multimegabit data service, USA) or CBDS (connectionless broadband data service, Europe) to be offered on top of an ATM infrastructure network.

The SMDS/CBDS subscriber's LAN is connected either on a metropolitan area network (MAN) or a router. An ATM adapter function is needed for connecting the MAN (DQDB link) or the router (if its output links are Ethernet or FDDI) to the ATM network. In addition, some routers offer ATM interfaces and can be directly connected to the ATM network.

In the network shown in Figure 1, ATM VP/VC connections are used for connecting the ATM routers or adapters to the connectionless server. For efficient set-up of these connections, the need for centralized management is obvious. Without this feature, the different network element (NE) operators would have to synchronize their commands via conventional media such as telephone, telex or fax. This solution, although possible, is usable only in small pilot networks (few NEs) and offers very poor performance in terms of end-to-end (i.e. end-user to end-user) establishment or reconfiguration of connections. In the case of reconfiguration, e.g. after an ATM link disruption, the time needed to re-establish the connection can be very long because:

- the connection part impacted by the disrupted ATM link is manually re-established by a human operator who has been alerted by an alarm (where the time for intervention can reach a few hours during the night or week-end)
- once the connection part has been re-established on another ATM link, resynchronization is needed between the two operators managing each ATM link

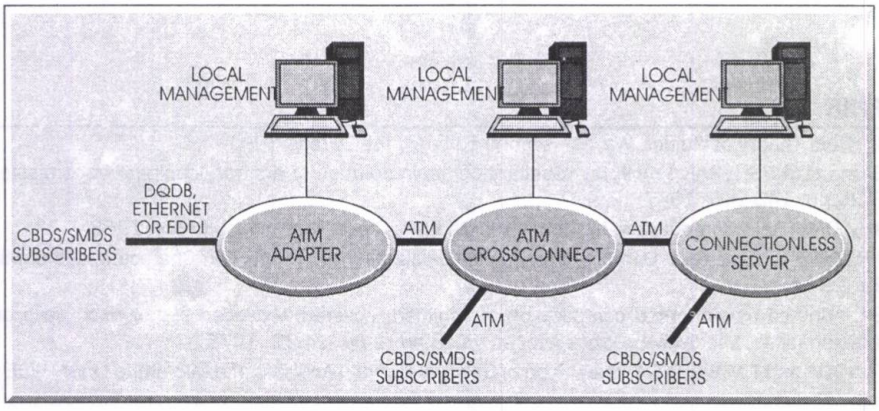


Figure 1 - Network to be managed for connectionless service provision

[1] A trademark of Pacific Bell

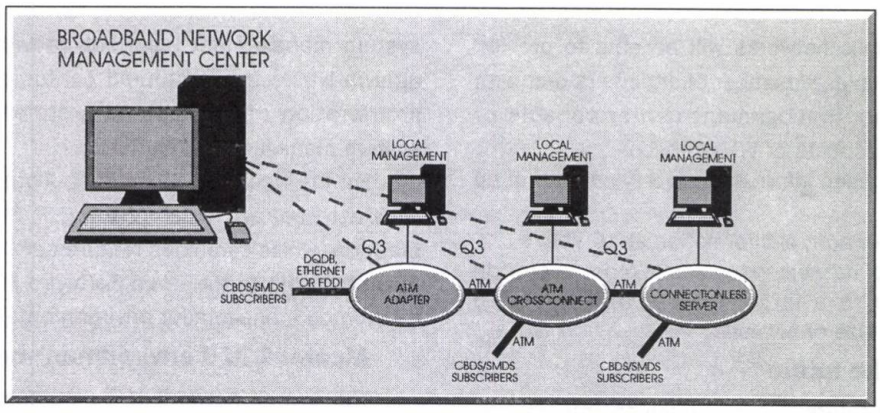


Figure 2 - Centralized management solution for the ATM network shown in Figure 1

Figure 2 shows how the network drawn in Figure 1 can be managed by the broadband NMC.

The broadband NMC communicates with each ATM network element by using the Q3 protocol, as standardized by the ITU and ETSI.

To create a CBDS/SMDS subscriber, the broadband NMC operator associates the E.164 subscriber number and the physical access identifier. Then, the broadband NMC:

- finds the route in the network to be used for the connection
- allocates the necessary resources (bandwidth) on each ATM link
- creates the ATM cross-connections in each ATM network element
- creates the subscriber in the connectionless server.

In the event of a problem, such as an ATM path disrupted, the broadband NMC:

- detects the disrupted ATM link
- finds all the connections which were using this link
- looks for an alternative route in the network for each impacted connection
- allocates the necessary resources (bandwidth) on each ATM link
- creates the ATM cross-connections in each ATM network element.

Video-on-demand

Video-on-demand (VOD) will offer the end-user instant choice from a large number of programs. The end-user will be able to interrupt viewing and restart it later, and "fast forward" and "rewind" capabilities will be provided. The programs to be offered on VOD systems will comprise a large variety of material: films, series, documentaries, educational programs, news, and so on.

There are two connections to be established:

- between the end-user and the video server that holds the program the end-user has chosen
- between the end-user and the signalling server (level 1 gateway), which transmits to the network management the information about the connection to be established and to the server management the information about the program to be sent on a given connection.

Improvements in image processing offer an acceptable image quality in a bandwidth of a few Mbit/s (e.g. MPEG1/MPEG2, 1 to 2 Mbit/s).

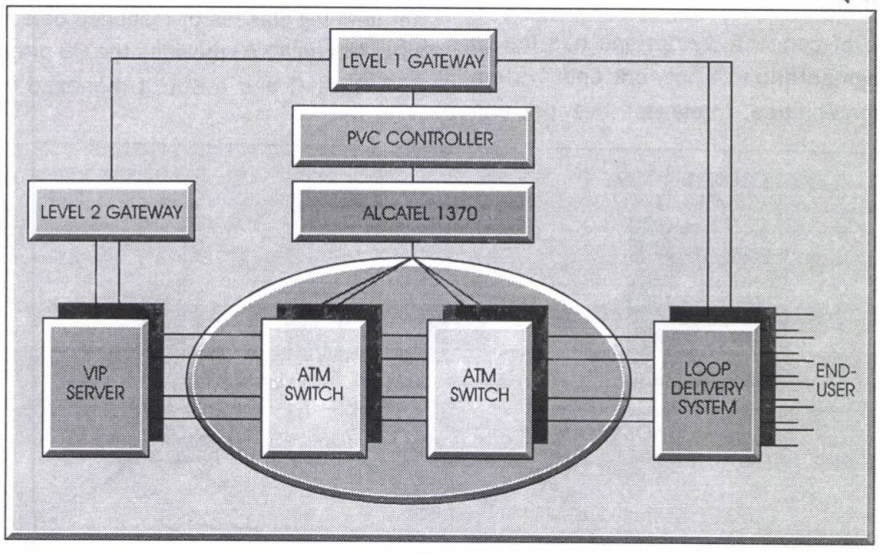


Figure 3 - Layout principle of a VOD network

Broadband public networks will be able to provide the VOD service to a large number of end-users only with a powerful network management center capable of handling the main aspects of VOD service:

- downstream video information in a bandwidth of up to 9 Mbit/s
- upstream user control information at 16 kbit/s
- flexible use of network resources in order to provide the service to a large number of users in a manageable size of network.

Cinema of the future™

Cinema of the future™ is a new telecommunication service to distribute films to cinemas. Films are converted to a high definition format, encoded in ATM, and transported over the fiber optic network to a digital tape storage device. The cinema exhibitor has partitioned access to the file server. When a film is ready to be shown, it is sent from the storage device through the ATM switched network to a RAID-like films server (RAID: redundant array of inexpensive disks), enabling multiple cinemas to access the same film. Then it is transported over the fiber network, decoded, and projected via light valve technology onto the cinema screen.

In the network shown in Figure 4, ATM VP/VC connections are used for connecting the films server to the cinemas. For establishing these connections, a broadband NMC is used. At a specified time, through a calendar function, the broadband NMC establishes/releases the connection between the cinema and the films server.

Once the connection is established, the cinema can send (in-band) control messages to the films server (e.g. select film, start video transmission, "rewind", etc.).

Alcatel 1370 broadband network management centre

A large choice of connectivity options has led to complexity and fragmentation of network and system management responsibilities. Integrated network and system management solutions provide an economical alternative to the continued confusion caused by the proliferation of stand-alone proprietary network and system management solutions.

For the Alcatel 1370 product, Alcatel has chosen the Hewlett-Packard Open View (HP OV) management platform, which combines features of CMIP, SNMP, and a migration path to the Open Software Foundation's (OSF) distributed management environment (DME).

Alcatel 1370 environment conditions

The overall network to be managed by the Alcatel 1370 can be separated into two main parts:

- the public network, where the Alcatel 1370 manages public network elements via OSI protocols and models.
- the private network, where the Alcatel 1370 offers the functions in TMN standards, e.g. customer network management (CNM), for which the simple network management protocol (SNMP) is used.

OSI management model

The OSI management framework and models were developed by the International Standards Organization. OSI specifies the systems management model as a basic framework for network management. In the OSI model, a manager process is responsible for executing specific management functions requested by the user through interactions with an agent process. The agent process provides the services offered by the managed objects.

The manager process and agent process exchange management information using the common management information protocol (CMIP) defined in ISO International Standard 9596-2.

The OSI structure of management information (SMI) is used to define the management services offered by managed objects. The SMI is a set of rules or guidelines for defining classes of managed objects.

Alcatel 1370 provides the Q3 protocol conforming to ISO 9596-2 and a set of managed objects defined by

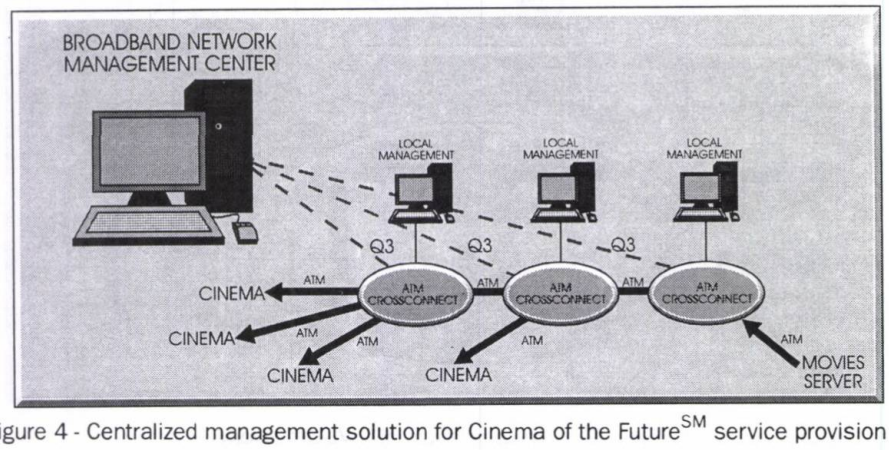


Figure 4 - Centralized management solution for Cinema of the Future℠ service provision

ETSI / NA5-2210 for ATM, VP and VC layers, by ITU-T G.774 for SDH and by ETS 300 371 for PDH.

SNMP management model

Managing access networks requires an approach that simplifies the potentially complex problems of communication and co-ordination. The prevailing approach - and the one adopted for the SNMP - is to treat the network as a collection of co-operative, communicating entities.

All the mechanisms needed to manage network entities through SNMP protocol and models are already offered by the Hewlett-Packard Open View Management Platform.

The Alcatel 1370 management functions are able to provide enhanced customer network management (CNM).

Management functions

The management facilities, FCAPS, defined by the ITU TMN standards are:

- **F**ault management
- **C**onfiguration management
- **A**ccounting management
- **P**erformance management
- **S**ecurity management.

The FCAPS approach has been used and implemented for the Alcatel 1370 development.

TMN layered architecture

The ITU TMN layered architecture specifies five layers:

- network element functions (NEF)
- network element operation system functions (NE-OSF)
- network operation system functions (NW-OSF)
- service operation system functions (service-OSF)
- business operation system functions (business-OSF).

The Alcatel 1370 applications currently handle three of these layers:

- NE-OSF management for data service and VP/VC crossconnection management in the NEs
- NW-OSF for ATM path/VP trail network management
- service-OSF for VP/VC service and user management.

In its next releases, the Alcatel 1370 applications will also handle the business-OSF layer.

Alcatel 1370 functional description

As shown in Figure 5, the Alcatel 1370 covers the required management functions in four main areas: common part, NMC application part, graphical user interface and Q3 management.

Common part

The common part comprises:

- process supervisor, process monitor and database service
- log, alarm and performance management for all NMC applications
- security management, defining operator access rights.

NMC application part

The NMC application part, divided into three separate levels, for service, network and network elements, contains four functional blocks:

- VP/VC service
- calendar service
- transmission and TMN management

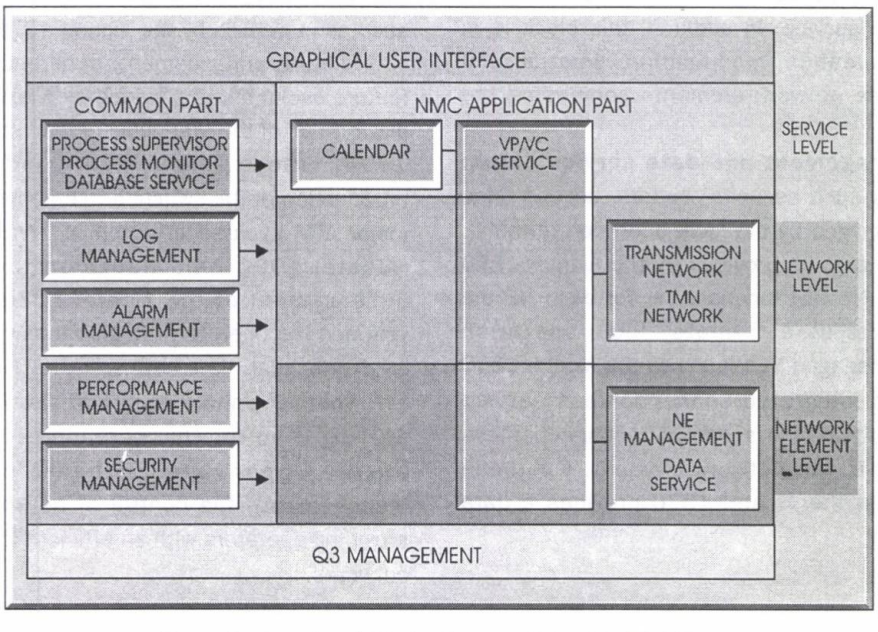


Figure 5 - Functional block diagram of the Alcatel 1370

- NE management and data service.

The VP/VC service block provides a connection service between:

- end-users (UNI interface)
- nodes of the same network (NNI interface)
- nodes of different networks (ICI interface).

It offers four main functions:

- VP/VC user management: creation, modification, deletion, interrogation, list of VP/VC users
- VP/VC service management: creation, modification, reconfiguration, deletion, interrogation and list of VP/VC connections. For accounting, the VP/VC service offers an export of data based on log files.
- VP/VC connection routing management: a route is the adjacent intra-network path between the two network elements where the originating and destination end-users are connected. The choice between automatic, semi-directed and directed routing is offered to the operator.
- VP/VC connection resource management: this subsystem manages available network resources (bandwidth, VPI/VCI range) and correlates network resources (ATM path / VP trail) to NE resources (termination points). Allocation, modification and release of bandwidth parameters and VPI/VCI range parameters are offered. In the event of inconsistency between NE and NMC allocators, the reference is the NMC allocator.

The calendar service block offers VP/VC connection reservation on a calendar basis. Occasional and periodic reservations are provided. Modifications are taken into account even in an active state.

The transmission and TMN block is responsible for creation, modification, deletion, interrogation, listing and supervision of the ATM path used as an infrastructure network by the VP/VC service block for offering the VP/VC connection service. In addition, this block is in charge of TMN: creation, modification, deletion and supervision of the network elements composing the network.

The NE management and data service block: network elements such as units, boards, access lines and ports are managed by the local operation terminal. This function can also be provided by the Alcatel 1370 through a remote NE GUI function, i.e. for each NE the Alcatel 1370 acts as a "remote" local operation terminal. Some managed NEs (such as the Alcatel 1000 CL) can offer an integrated connectionless service function. By definition, the scope of a connectionless service function is the network element. For these network elements, the Alcatel 1370 provides a data service at NE level.

Graphical user interface

The graphical user interface (GUI) covers all graphical aspects of all applications. The GUI provides the system administrator with a consistent view of the management environment. Through a multi-level graphical map and pull-down menus, the operator has immediate access to network and system management objects and information. The Alcatel 1370 GUI uses the Hewlett Packard OpenView (HP OV) Windows features offered by the HP OV platform. The HP OV Windows graphical user interface is built on industry standard user interface technology, OSF/MOTIF 1.1 and X.11.

Q3 management

The Q3 management functional block has two interfaces:

- one towards the NE, based on ETSI NA5-2210, ITU-T G774 and ETSI 300 371 standards
- and another network interface to an upper hierarchical level (upper OS), based on ETSI NA4-3316 draft.

The managed object classes (MOC) implemented in the application layer follow the ETSI recommendations. The Q3-protocol provided uses the X.25-protocol on the first three layers of the OSI-stack over a packet-switched data communication network (DCN).

CONCLUSIONS

New services such as LAN interconnection CBDS/SMDS over ATM, video-on-demand and Cinema of the Future™ offered on broadband networks are based on an ATM VP/VC connection service. The required quality and availability of these connections is so high that it can be achieved only with a centralized solution for the ATM network and service management functions, such as is offered by the Alcatel 1370.

Feature enhancement, coherent with ATM product feature evolution, is provided by Alcatel within the same platform as of the first delivery to customers (September 1994, France Telecom). A good example is the introduction of the switched virtual circuit (call by call), a major ATM evolutionary step in infrastructure switches (Alcatel 1000 AX), alongside the corresponding enhancement of the Alcatel 1370. This procedure provides the operator with global new Network Releases as they appear.

Another enhancement of the Alcatel 1370 was opening it up to other operating systems in order to enable upper layer software control (service management), the control of network elements, and providing operators with an efficient tool to manage their networks.

Prezent în inima orașelor și a întreprinderilor
Alcatel transmite vocea, datele, imaginile...
Toate tipurile de comunicații...

ALCATEL

Alcatel Network Systems România - Str. Gh. Lazăr, 9 - 1900 Timișoara - România - Tel. (40 96) 19 15 15 - Fax. (40 96) 19 10 15